# radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

**Bauanleitung für einen AM/FM-Super**

PREIS DM 2,00 · 11. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
OKTOBER 1962
19



## AUS DEM INHALT



## OBSAH



## СОДЕРЖАНИЕ




**VEB VERLAG TECHNIK**
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

**radio und fernsehen**
Verantw. Redakteur: Dipl.oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

**Alleinige Anzeigenannahme:**
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

**Druck:** Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36



Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

**Bestellungen nehmen entgegen**

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag

Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

**Ausland:**

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana

Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris

Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung

Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46

Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest

Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14

UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen

Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62

Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

## CONTENTS



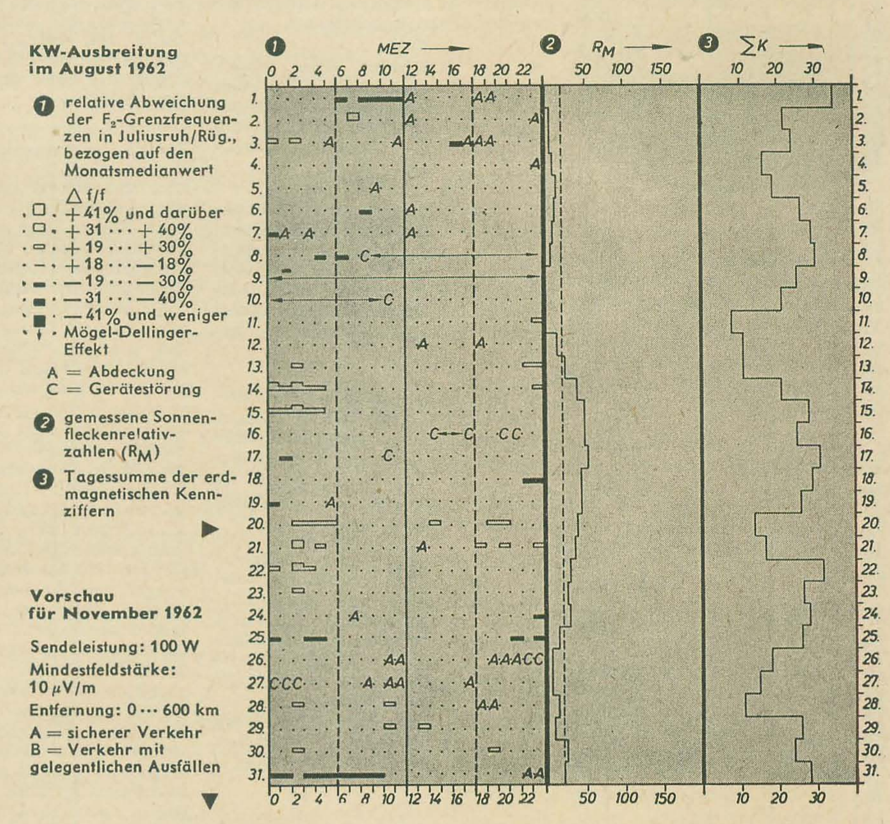


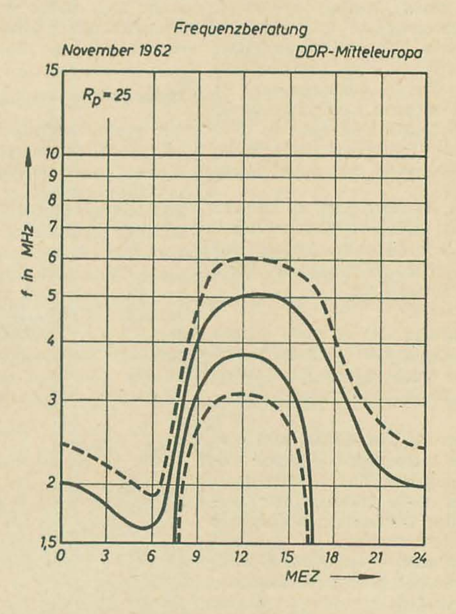
**Titelbild:**

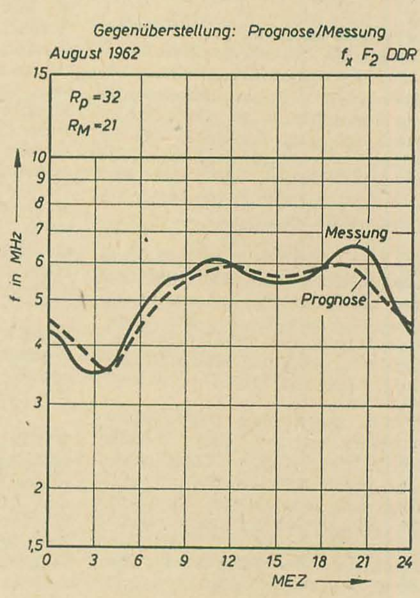
Unser Titelbild zeigt eine Radaranlage des Prager Flughafens Ruzyne. Die gezeigte Radaranlage stammt aus der Produktion der tschechoslowakischen »Tesla«-Werke. Über Probleme der Funknavigation werden wir unsere Leser ab nächstes Heft in zwangloser Folge informieren.
Foto: Zentralbild

## Die KW-Ausbreitung im Aug. 1962 und Vorschau für Nov. 1962

*Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin*




### Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Bericht über die Leipziger Herbstmesse 1962
- Warum Zwischenfrequenz?
- Ein einfacher Auslöseverzögerer
- Bauanleitung für einen Wobbelbaustein
- Loran-Verfahren

# Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Neue Namen** erhielten die TV-Empfänger des VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt. So heißen die Typen 53TG101 und 53TG201 jetzt „Sybille“, 43TG501 und 43TS501 „Marion“, 53ST201 „Clarissa“ und der Fernsehschrank 53FSR102PSt „Orchidee“.

▼ **Das erste in Frankreich gebaute 3-D-Radar** wurde von der CSF vorgeführt. Mit Hilfe eines Elektronenrechners gibt es für jedes Flugzeug Entfernung, Azimut, Höhenwinkel und Flughöhe an.

▼ **Ein einteiliges Hörgerät,** das nicht größer als eine amerikanische Fünf-Cent-Münze ist, hat die Sonotone Corporation, USA, entwickelt. Das winzige Gerät, das als Ganzes im Ohr befestigt wird, enthält rund 100 Bauteile, darunter Batterie, Mikrofon, drei Transistoren und einen Thermistor zur Temperaturkompensation.

▼ **Das 3. Lehrjahr der Fernsehakademie** des Deutschen Fernsehfunks wurde im September begonnen. Neu aufgenommen wurde der Fernsehkurs „Physik“, der im Juni 1963 zum Abschluß der 10. Klasse führt, und die Sendereihe „Elektrotechnik“, die mit den wichtigsten Problemen dieses Gebietes bekannt macht.

▼ **Aus Heft 9 (1962) „Elektro-Standard“** weisen wir besonders auf den Beitrag „Standardisierung auf dem Gebiet der Kleintransformatoren, Übertrager und Drosseln“ von Ing. Erich Lieberwirth, Leipzig, hin.

▼ **Ein japanisches Super-Miniaturradio** soll bei einer Bestückung mit sieben Transistoren nur noch 46 × 43 × 20 mm groß sein und 85 p wiegen. Eingebaut ist ein neuartiger dynamischer Lautsprecher ohne Übertrager. Die Stromversorgung erfolgt über zwei Quecksilberzellen in Miniaturausführung. Durch besondere Schaltungsmaßnahmen soll die Anzahl der Bauelemente um 27% gegenüber der anderer 7-Transistor-Geräte gesenkt sein.

▼ **Eine neue elektronische Blendschutzanlage** der englischen Firma Television Installation Services Ltd. blendet automatisch die Scheinwerfer ab, sobald sich ein entgegenkommendes Fahrzeug nähert, und blendet sie anschließend wieder auf. Auch die Parklichter lassen sich damit automatisch ein- und ausschalten. Das 127 × 127 × 38 mm große Gerät wird unter dem Armaturenbrett installiert und mit der Lichtanlage verbunden. Die beiden zugehörigen lichtempfindlichen „Köpfe“ werden mit Gummisaugplatten an der Windschutzscheibe befestigt und so ausgerichtet, daß der linke Kopf entgegenkommende Fahrzeuge wahrnimmt, während der rechte ihr Vorbeifahren registriert.

▼ **Die Errichtung eines neuen Rundfunksendenetzes,** über das auch Fernsehprogramme ausgestrahlt werden können, plant die griechische Fernmeldegesellschaft für 1963.

▼ **Mit Versuchen** zur Entwicklung der internationalen Übertragung von telefonischen Mitteilungen und Fernsehsendungen durch den Weltraum will Japan in seinem internationalen Telegrafen- und Telefonnetz beginnen.

▼ **Das schweizerische Fernsehnetz** umfaßt zur Zeit 25 Hauptsender, Nebensender und Umsetzer. Von diesen strahlen 12 das Programm in deutscher, 8 in französischer und fünf in italienischer Sprache aus.

▼ **Mehrere polnische Fernsehsender,** darunter die großen Fernsehzentren in Lublin und Bydgoszoz, haben in den letzten Monaten den Betrieb aufgenommen. Die Volksrepublik Polen verfügt gegenwärtig über mehr als 20 Fernsehsender und -zwischenstationen. Von den gegenwärtig etwa 800 000 Fernsehteilnehmern entfallen mehr als 100 000 auf die Landbevölkerung.

▼ **Mit einer neuen Atomuhr,** deren Arbeitsweise auf Schwingungen von Cäsium-Atomen beruht, erreichte das Zeitzeichen des US Naval Observatory in Washington eine Zeitgenauigkeit von $1:10^7$. Diese Uhr geht in drei Jahren um höchstens eine hundertstel Sekunde vor oder nach.

▼ **In der Türkei** gibt es immer noch erst einen Fernsehsender, den der Technischen Universität Istanbul mit wöchentlich zwei Stunden Programm.

▼ **In Spanien** soll es etwa 420 000 Fernsehteilnehmer geben. Das spanische Fernsehnetz kann etwa 75% der Einwohner versorgen.

▼ **Längen bis auf 0,00002 mm Genauigkeit** mißt ein hochempfindliches Meßgerät, das erstmalig in der DDR vom Institut für Gerätebau der Deutschen Akademie der Wissenschaften — Bereich Feinmechanik — entwickelt worden ist. Selbst geringste Längenveränderungen, die durch Schwankungen der Lufttemperatur im Meßraum eintreten, werden von dem auf elekrisch-induktiver Grundlage arbeitenden Gerät registriert.

▼ **Die Definition des Kabanow-Effekts** lautet: „Elektromagnetische Wellen, die von der Ionosphäre reflektiert wurden, werden beim Auftreffen auf die Erdoberfläche von dieser teilweise zerstreut, wobei ein Teil der zerstreuten Energie zum Sendeort zurückgelangt, wo sie registriert werden kann“.
Der Effekt ermöglicht eine größere Ausnutzung der Radartechnik und ist für die Ionosphärenforschung und Nachrichtentechnik von Bedeutung.
Der Kabanow-Effekt trägt den Namen seines Entdeckers, des Kandidaten der technischen Wissenschaften N. I. Kabanow, der von 1946 an über diesen Effekt Experimente durchführte. Im Jahre 1947 erhielt er von der Erdoberfläche reflektierte Radarechos aus einer Entfernung von über 2000 km.

## Elektrokarren ohne Fahrer

Ein fahrerloser Elektrokarren, der selbständig einen vorgeschriebenen Weg verfolgt, an bestimmten Stellen anhält und auf Hindernisse reagiert, wurde in England entwickelt. Der Karren folgt einer weißen Leitlinie, die auf dunklem Grund markiert ist. Die Leitlinie wird durch Fotozellen abgetastet, die am Wagen auf einer quer zur Fahrtrichtung angeordneten Spindel hin und her wandern und durch entsprechende Impulse die Steuerung dirigieren. Verschiedene Kommandos, wie Halt, Vorwärts, Rückwärts, Langsamfahren und dgl., lassen sich an einer Programmsteuerung einstellen und werden vom Fahrzeug selbständig ausgeführt. Ferner verfügt der Karren über ein automatisches Sicherheitssystem, das auf Hindernisse anspricht. Trifft der Strahl eines am Karren angebrachten Scheinwerfers auf ein Hindernis, so wird ein Teil des reflektierten Lichts auf Fotozellen geworfen, die das Halten des Wagens bewirken und akustische Warnsignale auslösen. Ist die Bahn nach zwei Minuten noch nicht frei, dann wird die Transportzentrale drahtlos benachrichtigt.

## Isotopentagung 1962

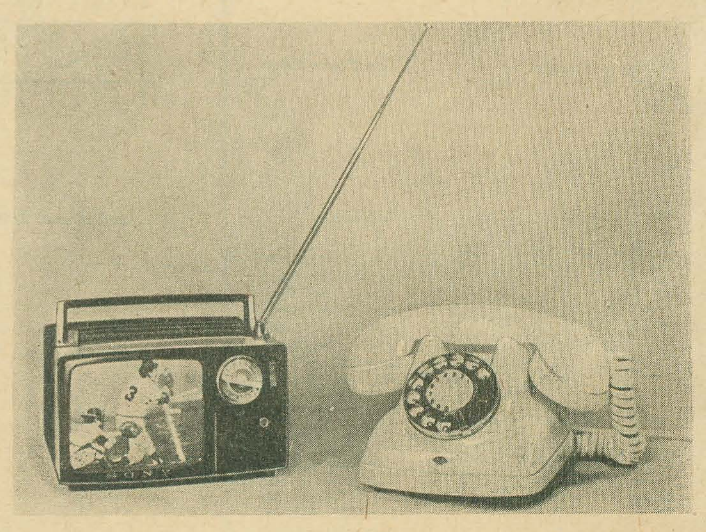
Der Fachausschuß „Kerntechnik“ im Fachverband „Energie und Wasser“ der Kammer der Technik führt vom 1. ··· 3. November 1962 seine diesjährige Isotopentagung „Radioaktive Isotope in der Betriebsmeßtechnik“ in Görlitz (Stadthalle) durch.
Im Vordergrund der zu behandelnden Thematik stehen neben der Klärung technologischer Fragen im wesentlichen der industrielle Einsatz von Strahlenschranken sowie die Anwendung von Isotopen bei der Dicken-, Dichte- und Feuchtigkeitsmessung.
Namhafte Wissenschaftler, Ingenieure und Techniker des gesamten sozialistischen Auslandes sowie der DDR werden an der Tagung teilnehmen.
Um Voranmeldungen von Betrieben, Instituten und Einzelpersonen in formloser Art wird gebeten. Der Tagungsbeitrag beträgt für KDT-Mitglieder 20,— DM, für Nichtmitglieder 28,— DM.
Auskünfte erteilt: Sekretariat des Fachverbandes Energie und Wasser der Kammer der Technik, Berlin, W 8, Clara-Zetkin-Straße 115-117, Tel.: 22 55 31 App. 69/70.

## Neue Technologie

Auf das Siebenfache wird sich noch in diesem Jahr im VEB Keramische Werke Hermsdorf die Arbeitsproduktivität bei der Kondensatorenproduktion steigern. Das bereits verwirklichte Staatsplanprojekt hat die Versuchsproduktion aufgenommen und führt alle Arbeitsgänge vom Versilbern bis zur Endkontrolle vollautomatisch aus. Dadurch können 25 Arbeitskräfte eingespart werden. Bis 1964 werden weitere vier Taktstraßen folgen. Damit wird die Endmontage für den Kondensatorenbau vollautomatisiert sein.

## Kraftwerk der Zukunft

Sowjetischen Wissenschaftlern ist es gelungen, die Leistung von Halbleitersonnenbatterien durch Konzentration der Sonnenstrahlen in mehreren Spiegeln auf das Sechs- bis Achtfache zu erhöhen. Eine Batterie, die mit Siliziumelementen arbeitet und eine Fläche von 10 m² einnimmt, erzielte eine Leistung von 5 kW. Würde es gelingen, auf diese Weise nur den hundertsten Teil der auf das Gebiet der mittelasiatischen Sowjetrepubliken fallenden Sonnenstrahlen auszunutzen, so könnte man eine Energiemenge erhalten, die der Leistung aller Kraftwerke der großen Wolgakaskade entspricht. In Usbekistan wurde bereits der Entwurf für ein Sonnenkraftwerk fertiggestellt.



Dieser transportable TV-Empfänger kommt aus Japan. Er ist 194 mm lang, 108 mm hoch, 177 mm breit und wiegt 3,63 kp.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

11. JAHRGANG · 1. OKTOBERHEFT 19 1962

# Der Export unserer Rundfunkgeräte und einige Forderungen unserer Kunden

*HEIM-ELECTRIC*

Der Export von Rundfunkgeräten konnte in den letzten Jahren vor allem nach dem kapitalistischen Ausland und Westdeutschland gesteigert werden. Diese Steigerung ist nicht zuletzt darauf zurückzuführen, daß durch die Gründung des Außenhandelsunternehmens HEIM-ELECTRIC GmbH eine speziellere, marktintensivere Bearbeitung dieser Warengruppe möglich war. Diese Erfolge waren natürlich nur durch die Unterstützung zu erzielen, die uns die Rundfunkindustrie der DDR durch die Entwicklung und Lieferung neuer Typen gewährte.
Diese Aufgabe war nicht immer einfach, da durch die in den letzten Jahren durchgeführte Standardisierung und Typenabgrenzung der Geräte einige Betriebe die Rundfunkgeräteproduktion einstellten und die verbleibenden Werke dafür ihr Sortiment erweitern mußten. Trotz einiger Schwierigkeiten, die sich bei der Überleitung bestimmter Geräte ergaben, kann doch insgesamt eingeschätzt werden, daß diese für die Volkswirtschaft so wichtige Entwicklung richtig war und auch für die Rundfunkbetriebe und unser Außenhandelsunternehmen vorteilhaft ist.
Im Zuge der Profiländerung unserer Wirtschaft wird sich die Spezialisierung der verbleibenden Rundfunkbetriebe noch erhöhen, so daß wir im Jahre 1963 voraussichtlich folgenden Stand haben werden:

1. Kleinst- und Kleinsuper, Mittelsuper unterer Preisklasse und spezielle Exportgeräte für Übersee, mit mehreren Kurzwellenbereichen ausgestattet, werden vom VEB Stern-Radio Sonneberg, dem größten Rundfunkbetrieb der DDR, produziert.
2. Transistortaschengeräte, Transistorkoffersuper und Autosuper werden vom VEB Stern-Radio Berlin gefertigt.
3. Die örtliche Industrie mit ihren volkseigenen K-Betrieben und Betrieben mit staatlicher Beteiligung produziert vornehmlich Mittel- und Großsuper oberer Preisklasse, wobei z. Z. noch einige Transistorkoffer im Fertigungsprogramm mitlaufen.
4. Bis Mitte 1963 wird außerdem der VEB Stern-Radio Rochlitz noch seine bekannten Mittel- und Großsuper fertigen, um dann die Rundfunkgeräteproduktion einzustellen.

Durch diese Profiländerung ist die Fertigung von Großserien in vollem Umfang gewährleistet; in den Geräten werden einheitliche Grundchassis mit gedruckter Verdrahtung verwendet.
Die Arbeit des Außenhandels konzentriert sich dadurch auf wenige Betriebe, so daß eine bessere Koordinierung in allen Exportfragen gegeben ist.
Im Vordergrund der Forderung des Außenhandels steht trotz einheitlicher Chassis die Vielfältigkeit des Exportprogrammes, um dem ausländischen Kunden ein ausreichendes Sortiment anbieten zu können. Das beginnt bei den Gehäusefarben und der Oberflächenbearbeitung bei Holzgehäusen sowie der Farbskala der Plastikgehäuse. Grundsätzlich werden die letzteren in Pastellfarben stark bevorzugt, während bei Holzgehäusen die hochglanzpolierte dunkle Ausführung überwiegt. Auch die Verwendung von Plastikeinsätzen bei Holzgehäusen fand bei den Kunden guten Anklang, z. B. der Typ „Ilmenau 4660“.
Zu beachten ist hierbei die Qualität des Lackes. Zumindest die Überseetypen sind mit Polyesterlack zu verarbeiten, damit sie den klimatischen Ansprüchen genügen. Eine weitere wichtige Frage ist der Bedienungskomfort, der auch in vielfältiger Form variiert werden kann. Nicht zu empfehlen ist der Verzicht auf das Magische Auge, da es sehr verkaufsfördernd wirkt. Geräte gleichen Typs mit verschiedenen Wellenauslegungen wurden uns schon von der Industrie zur Verfügung gestellt. Dieser Weg muß weiter beschritten werden, um den speziellen Wünschen und Forderungen der einzelnen Länder nachkommen zu können.
Bezüglich der Geräteskalen ist in bezug auf Senderauslegung für das Jahr 1963 insofern eine gute Übereinstimmung mit der Rundfunkindustrie erzielt worden, als alle Überseegeräte grundsätzlich mit Frequenz- oder Meterangabe und alle UKW-Geräte mit der sogenannten westeuropäischen Skala produziert werden. Leider ist der Transportbruch immer noch außerordentlich hoch. Diese Tatsache wäre grundsätzlich nur abzustellen, wenn anstatt Glasskalen Plexiglasskalen verwendet werden würden. Da das bei den größeren Geräten z. Z. aus fertigungstechnischen Gründen noch nicht möglich ist, müßte als Übergang eine günstigere Befestigung der Skalen gewählt werden, um Spannungen zu vermeiden. — Außerdem müßte die Verpackung noch sorgfältiger erfolgen.
Größerer Wert als in der Vergangenheit muß auch auf die Tropenfestigkeit unserer Geräte gelegt werden. In immer größerem Umfang liefern wir in den Nahen Osten und in die jungen Nationalstaaten, wo unsere Geräte besonderen klimatischen Belastungen ausgesetzt sind. Ein erster Schritt wäre, die Bauelemente in ihrer Belastbarkeit so reichlich zu bemessen, daß sie auch bei höheren Umgebungstemperaturen noch voll arbeitsfähig sind. Hier sind gerade bei Lieferungen in der letzten Zeit in großem Maße Fehler aufgetreten, u. a. war ein großer Ausfall an Schichtwiderständen zu verzeichnen.
Ein besonderes Problem bildet der Export von Transistorgeräten. Es ist bekannt, daß unsere Geräte in der Ausgangsleistung in den meisten Fällen nicht mit ausländischen ähnlichen Typen konkurrieren können. Es ist dringend erforderlich, durch kurzfristige Entwicklung und Fertigung von Leistungstransistoren unsere Rundfunkindustrie bei ihrem Bemühen um Geräte mit Weltniveau zu unterstützen. Gerade mit Transistorgeräten könnten viele neue Märkte erschlossen werden, und auch zur Komplettierung des Sortiments verlangen unsere langjährigen Vertreter hochwertige stromunabhängige Tischgeräte. Die Nachfrage nach transistorisierten Koffer- und Tischgeräten mit UKW-Teil ist aus allen europäischen Ländern außerordentlich stark. Deshalb ist es erforderlich, kurzfristige derartige Geräte zu entwickeln bzw. bereits fertigentwickelte Geräte („Stern III“, „Spatz-Baby UKW“) zu produzieren.
Es ist dringend erforderlich, die Versorgung der Rundfunkindustrie mit hochwertigen Transistoren aus dem Halbleiterwerk Frankfurt/Oder kurzfristig zu verbessern, um ihr die Möglichkeit einer planmäßigen Produktion von größeren Stückzahlen an Transistorgeräten mit und ohne UKW zu geben.
Abschließend ist zu sagen, daß der Außenhandel sehr bemüht ist, seine Forderungen mit den Möglichkeiten unserer Industrie in Einklang zu bringen und den Kunden entsprechend zu beeinflussen, um dadurch seinen Teil bei der Störfreimachung und Profiländerung unserer Wirtschaft beizutragen.

# Ferrite und ihre Anwendung Teil 1

*Dipl.-Ing. H. FRÄNKEL*

*Diese Arbeit entstand auf Grund eines Vortrages an der Ingenieurschule für Feinwerktechnik in Jena anläßlich des Absolvententreffens am 19. 5. 1962 und soll dem Nichtmagnetiker einen Überblick über die Bedeutung, Struktur, Herstellung und Anwendung der Ferrite geben.*

### Einleitung

Aus der Entwicklung der elektrischen Nachrichtentechnik heraus ist ein deutliches Streben nach immer höheren Frequenzen ersichtlich. Diese Tendenz bedeutete eine umwälzende Veränderung auf dem Gebiete der Bauelemente.

Die Bleche der Übertrager und Spulen mußten immer dünner gewalzt werden, um die Wirbelstromverluste herabzusetzen. Doch hier war die Grenze bald erreicht.

Für Hochfrequenzzwecke benutzte man ausschließlich Kerne aus HF-Masseeisen. Trotzdem ergaben sich bei höheren Frequenzen erhebliche Wirbelströme, da der elektrische Widerstand des Massekernwerkstoffes nur etwa $10^1 \cdots 10^4$ Ω cm beträgt und der Durchmesser des einzelnen meist metallischen Teilchens nur begrenzt verkleinert werden kann.

Auf der Suche nach einem geeigneteren Werkstoff erinnerte man sich an ein Patent zur Herstellung von oxydischen Magnetwerkstoffen, den Ferriten, das 1909 von *Hilpert* angemeldet wurde. Solche Werkstoffe haben einen spezifischen Widerstand bis etwa $10^7$ Ω cm. Es setzte eine rasche Entwicklung ein. Heute beherrschen die Ferrite das gesamte Gebiet der Hochfrequenztechnik. Die Anwendung von Ferriten ergab insbesondere im Höchstfrequenzgebiet neue Möglichkeiten.

Weitere durch die Ferrite bedingte Vorteile sind leicht zu erkennen. Das Streben nach immer kleineren Bauteilen brachte für die Blechkerne eine technologische Grenze. Abgesehen von Gewichtseinsparungen gestattet die Anwendung von Ferriten eine praktisch beliebige Formgebung und eine wesentliche Verbilligung der Herstellung.

Zum besseren Verständnis ist es notwendig, das Wesen des Magnetismus näher zu betrachten.

Nach dem Durchflutungsgesetz

$$\text{rot}\ \mathfrak{H} = \mathfrak{G} \qquad (1)$$

$$\text{bzw.}\ \Sigma I_v = \oint \mathfrak{H} \cdot dn \qquad (2)$$

ist jeder elektrische Strom von einem Magnetfeld begleitet. Ein Elektron hat eine negative Ladung von

$$e = -1{,}6 \cdot 10^{-19}\ \text{C} \qquad (3)$$

Durch die Spindrehung des Elektrons und dessen Rotation um den Atomkern entsteht ein resultierendes magnetisches Moment. Die Größe dieses magnetischen Momentes wird durch das Bohrsche Magneton angegeben.

Werden die resultierenden Spin- und Bahnmomente eines Atoms gegenseitig kompensiert, so tritt nach außen kein resultierendes magnetisches Moment auf. ($M_B = 0$). Dies ist z. B. bei vollbesetzten inneren Schalen der Fall. Derartige Stoffe nennt man diamagnetisch (z. B. Wasserstoff, Wismut).

Ist die Md-Schale nicht vollständig aufgefüllt und die nächste Schale wird bereits mit Elektronen besetzt (siehe Tabelle 1), dann tritt keine vollständige Kompensation der Spinmomente auf. Ein nach außen wirksames resultierendes Moment wird, wie schon erwähnt, durch die Bohrschen Magnetonen angegeben (z. B zweiwertiges Mangan hat fünf Magnetonen).

Diese Stoffe nennt man paramagnetisch.

Nach quantentheoretischen Betrachtungen kommen beim Ferromagnetismus elektrostatische Austauschkräfte hinzu. Diese bewirken, daß sich eine Reihe resultierender magnetischer Momente parallel stellen. Man nennt dies spontane Magnetisierung.

Damit Ferromagnetismus auftritt, muß folgende Bedingung erfüllt sein.

1. Die Md-Schale muß halb oder mehr aufgefüllt sein.
2. Das Austauschintegral muß positiv sein.

**Tabelle 1: Elektronenanordnung der Elemente, para-ferromagnetische Stoffe eingerahmt**

| | Schale | K | L | M | N |
|---|---|---|---|---|---|
| Periode | n = | 1 | 2 | 3 | 4 |
| | l = | 0 | 0 1 | 0 1 2 | 0 1 2 3 |
| | Element | s | s p | s p d | s p d f |
| I | 1 H | 1 | | | |
| | 2 He | 2 | | | |
| II | 3 Li | 2 | 1 | | |
| | 4 Be | 2 | 2 | | |
| | 5 B | 2 | 2 1 | | |
| | 6 C | 2 | 2 2 | | |
| | 7 N | 2 | 2 3 | | |
| | 8 O | 2 | 2 4 | | |
| | 9 F | 2 | 2 5 | | |
| | 10 Ne | 2 | 2 6 | | |
| III | 11 Na | 2 | 2 6 | 1 | |
| | 12 Mg | 2 | 2 6 | 2 | |
| | 13 Al | 2 | 2 6 | 2 1 | |
| | 14 Si | 2 | 2 6 | 2 2 | |
| | 15 P | 2 | 2 6 | 2 3 | |
| | 16 S | 2 | 2 6 | 2 4 | |
| | 17 Cl | 2 | 2 6 | 2 5 | |
| | 18 Ar | 2 | 2 6 | 2 6 | |
| IV | 19 K | 2 | 2 6 | 2 6 | 1 |
| | 20 Ca | 2 | 2 6 | 2 6 | 2 |
| a) | 21 Se | 2 | 2 6 | 2 6 1 | 2 |
| | 22 Ti | 2 | 2 6 | 2 6 2 | 2 |
| | 23 V | 2 | 2 6 | 2 6 3 | 2 |
| | 24 Cr | 2 | 2 6 | 2 6 5 | 1 |
| | 25 Mn | 2 | 2 6 | 2 6 5 | 2 |
| | 26 Fe | 2 | 2 6 | 2 6 6 | 2 |
| | 27 Co | 2 | 2 6 | 2 6 7 | 2 |
| | 28 Ni | 2 | 2 6 | 2 6 8 | 2 |
| b) | 29 Cu | 2 | 2 6 | 2 6 10 | 1 |
| | 30 Zn | 2 | 2 6 | 2 6 10 | 2 |
| | 31 Ga | 2 | 2 6 | 2 6 10 | 2 1 |
| | 32 Ge | 2 | 2 6 | 2 6 10 | 2 2 |
| | 33 As | 2 | 2 6 | 2 6 10 | 2 3 |
| | 34 Se | 2 | 2 6 | 2 6 10 | 2 4 |
| | 35 Br | 2 | 2 6 | 2 6 10 | 2 5 |
| | 36 Kr | 2 | 2 6 | 2 6 10 | 2 6 |

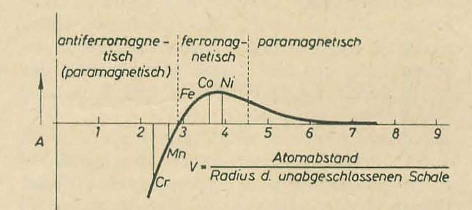



**Bild 1: Austauschintegral in Abhängigkeit von V = a/r**

Trägt man das Austauschintegral für verschiedene Stoffe über V = a/r auf, so erkennt man, daß es für den Wert zwischen etwa 3 und 6 positiv ist (Bild 1).

Die Bereiche, in denen eine Parallelstellung der magnetischen Momente, also spontane Magnetisierung auftritt, nennt man Weiß'sche Bezirke, ihre Ausdehnung ist $< 10\ \mu$m. Durch

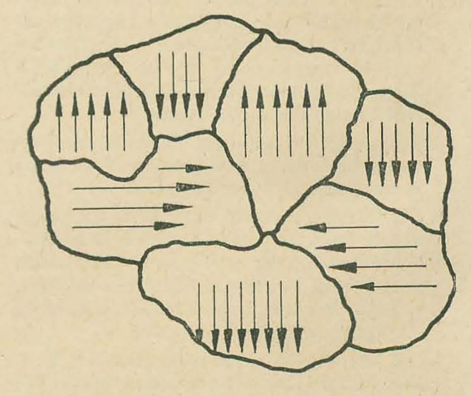


**Bild 2: Weiß'sche Bezirke (spontane Magnetisierung eines ferromagnetischen Materials ohne äußeres Magnetfeld)**

Unregelmäßigkeiten im Kristallgitter (Fehlstellen) und Fremdeinschlüsse (Verunreinigungen) tritt eine Begrenzung der Weißschen Bezirke ein.
Ein mittleres magnetisches Moment eines Weiß'schen Bezirkes ist etwa $10^{15}$mal größer als das eines Einzelatoms.
Nach außen wirkt die spontane Magnetisie-

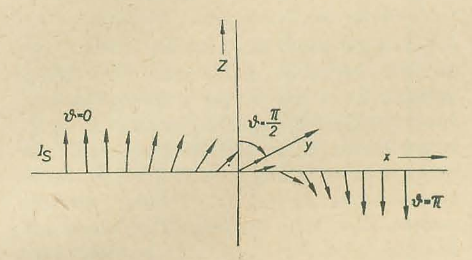



**Bild 3: 180°-Übergänge zwischen spontaner Magnetisierung (Blochwände)**

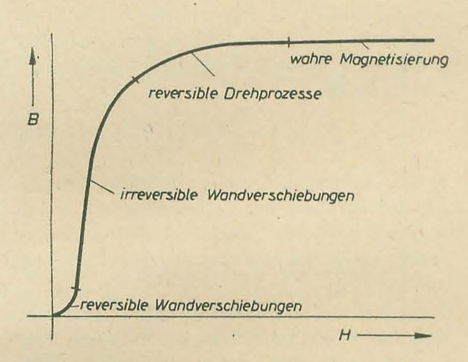



**Bild 4: Magnetisierungskurve und die verschiedenen Magnetisierungsprozesse**

rung ohne die Anwendung eines äußeren Feldes nicht, da durch die Temperaturbewegung eine regellose Verteilung vorliegt (Bild 2).
Weiß'sche Bezirke mit verschiedenen Richtungen grenzen aneinander. Zwischen ihnen muß ein Übergang vorhanden sein. Man nennt die Bereiche des Überganges Blochwände. Es können 90°- und 180°-Blochwände auftreten (Bild 3).

Legt man an einen ferromagnetischen Körper ein äußeres Magnetfeld an und trägt die Induktion über der Feldstärke auf, so erhält man die bekannte Magnetisierungskurve (Bild 4).
Beim Anlegen des äußeren Feldes drehen sich die Übergangsvektoren in Richtung des angelegten Feldes (Verschiebung der Blochwände). Die Weißs'chen Bezirke vergrößern sich auf Kosten ihrer Nachbarn (reversible Wandverschiebung). Bei größeren Feldstärken dehnen sich die Blochwände wie Membranen, bis sie von gewissen Störstellen abreißen und mitgenommen werden (Barkhausensprünge, irreversible Wandverschiebung).
Im Knie der Magnetisierungskurve erfolgen reversible Drehprozesse. Bei hohen Feldstärken richten sich alle Bezirke parallel zum äußeren Magnetfeld aus. Der Werkstoff ist gesättigt. Alle Vorgänge überschneiden sich in Wirklichkeit, d. h. sie sind im gewissen Grade gleichzeitig vorhanden.
Wird das äußere Feld abgeschaltet, so werden alle reversiblen Drehprozesse rückgängig gemacht. Die irreversiblen Wandverschiebungen bleiben erhalten. Bei $\mathfrak{H} = 0$ ist demnach noch eine bestimmte Magnetisierung ($\mathfrak{B} \neq 0$) vorhanden. Man nennt diese Größe Remanenz. Sie kann durch eine entgegengerichtete Feldstärke zu Null gemacht werden. Diese Feldstärke bezeichnet man als Koerzitivkraft.
Steigert man die Feldstärke über $-\mathfrak{B}_{max}$ wieder zu $+\mathfrak{B}_{max}$, so kommt man für $\mathfrak{H} = 0$ nicht mehr auf $\mathfrak{B} = 0$. Die umfahrene Kurve, die Hystereseschleife, ist ein Maß für die bei dem Ummagnetisierungsprozeß aufgewendete Arbeit.
Stoffe mit breiter Hystereseschleife nennt man magnetisch harte Stoffe (Dauermagnete). Stoffe mit schmaler Hystereseschleife nennt man magnetisch weiche Stoffe.
Ferromagnetismus liegt vor, wenn die Spinmomente (bzw. resultierenden magnetischen Momente) mehrerer Atome parallel gerichtet sind. Das ist der Fall, wenn das Austauschintegral positiv ist. Wird der Stoff erwärmt, so werden die Atomabstände größer; ab einer bestimmten Temperatur verschwindet das Austauschintegral für $a/r$ etwa $> 6$ und die Austauschkräfte können keine Parallelstellung mehr bewirken. Es tritt regellose Verteilung der resultierenden magnetischen Momente, also Paramagnetismus auf. Man nennt die betreffende Temperatur den Curiepunkt.
Ist $a/r$ etwa $< 3$, so wird das Austauschintegral negativ und es kann bei geeigneter Gitterstruktur eine Antiparallelstellung der magnetischen Momente auftreten. Der Stoff wird unmagnetisch, da sich die magnetischen Momente kompensieren. Dies bezeichnet man als Antiferromagnetismus. Ist die Kompensation nicht vollständig, so tritt trotzdem noch eine resultierende Komponente auf. Dies bezeichnet *Neël* als nichtkompensierten Ferromagnetismus. Man nennt den Effekt Ferrimagnetismus; dieser liegt bei Ferriten vor. Der Ferrimagnetismus wird durch das Ineinanderschachteln von Raumgittern erklärt. Der oxydische Magnetwerkstoff besitzt ein

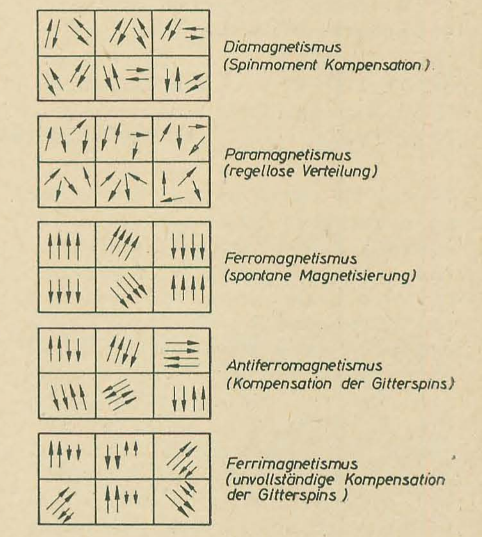



**Bild 7: Schematische Darstellung der Arten des Magnetismus**

inverses Spinellgitter (Bild 5). Eine Elementarzelle eines Ferritkristalles enthält 8 Moleküle der Form $MeO\ Fe_2O_3$. Es sind insgesamt 32 Sauerstoff-, 16 dreiwertige Eisen- und 8 zweiwertige Metallionen im Spinellgitter vorhanden. Die Sauerstoffionen bilden untereinander eine kubisch flächenzentrierte Anordnung. Auf Geraden parallel zu den Flächendiagonalen sitzen 16 Metallionen (dreiwertige Fe-Ionen). Sie sind jeweils von 6 Sauerstoffionen umgeben und bilden eine sogenannte Oktaederanordnung. Die restlichen zweiwertigen Metallionen sind von 4 Sauerstoffionen umgeben (Tetraederanordnung). Da sich die wesentlich größeren Sauerstoffionen berühren,

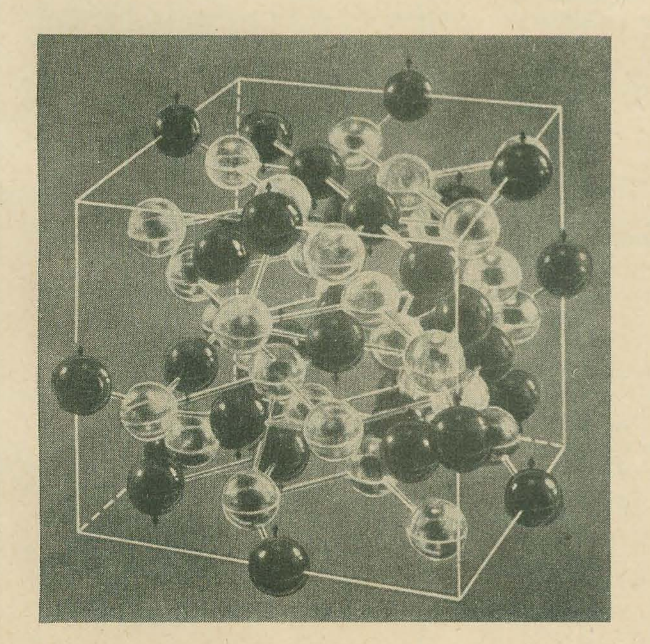
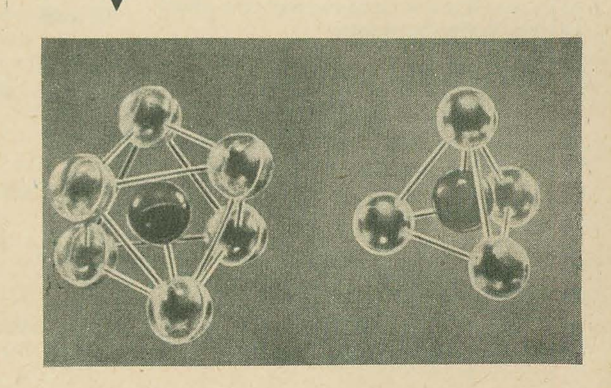


**Bild 5: Spinellaufbau [nach *Gieseke*]**

**Bild 6: Tetraeder- und Oktaederplätze [nach *Gieseke*]** ▼



ergeben sich sogenannte dichteste Kugelpackungen (Bild 6).
Bild 7 vermittelt nochmals eine schematische Gegenüberstellung der einzelnen Magnetismen.
Die Oktaeder- und Tetraederspins sind entgegengesetzt gerichtet. Da nun beim Ferrit die Anzahl der vom dreiwertigen Eisenion bevorzugten Oktaederplätze (16) doppelt so groß ist wie die der Tetraederplätze, entsteht der schon erwähnte Ferrimagnetismus.

## Ferritarten

Die chemische Formel für Ferrit ist $MeFe_2O_4$. Me bedeutet ein zweiwertiges Metall und stellt im allgemeinen die Summe mehrerer Metalle dar,

z. B. $Zn\,Fe_2O_4$ Zinkferrit (keine magn. Eigenschaft)
$Mn\,Fe_2O_4$ Manganferrit
$Mn\,ZnFe_4O_8$ Mangan-Zink-Ferrit

Die wichtigsten Ferrite sind:

| | |
|---|---|
| Mangan-Zink-Ferrit | Struktur kubisch |
| Nickel-Zink-Ferrit | Struktur kubisch |
| Mangan-Magnesium-Ferrit | Struktur kubisch |
| Barium-Ferrit | Struktur hexagonal |

Während die ersten drei zur Gruppe der weichmagnetischen Ferrite gehören, handelt es sich beim Barium-Ferrit im allgemeinen um einen hartmagnetischen Ferrit (Dauermagneten). Die hartmagnetischen Ferrite sollen hier nicht weiter behandelt werden.
Mangan-Zink-Ferrite werden zur Herstellung hochpermeabler Werkstoffe verwendet. Meist werden diese im Niederfrequenzgebiet eingesetzt. Nickel-Zink-Ferrite finden bis Frequenzen des Fernsehgebietes Anwendung. Mangan-Magnesium-Ferrite werden für Schalt- und Speicherkerne sowie für Mikrowellenzwecke eingesetzt. Die Herstellung der Ferrite erfolgt im Sinterprozeß. Als Rohstoffe werden Metalloxyde oder Metallsalze verwendet. An die Reinheit der Rohstoffe werden besondere Anforderungen gestellt. Die Metalloxyde oder -salze werden zuerst entsprechend dem stöchiometrischen Verhältnis genau abgewogen, gemahlen und zu Tabletten verpreßt. Nach einem Glühprozeß in Luft im Bereich von 600 ··· 1000 °C erfolgt wieder ein Aufmahlen und je nach Verwendung erfolgt dieser Prozeß mehrmals bei verschiedenen Temperaturen. Dann wird das vorgesinterte Pulver in die fertige Form gepreßt, stranggezogen oder thermoplastisch verspritzt, wobei der beim Brand auftretende Schwund berücksichtigt werden muß. Der Garbrand erfolgt für die Mangan-Zink-Ferrite nach einem genauen Temperaturprogramm in Schutzgasatmosphäre und für Nickel-Zink-Ferrite in Luft. Der fertige Sinterkörper ist sehr hart und spröde wie Keramik und kann nur noch durch Schleifen bearbeitet werden.

## Charakteristische Kenndaten

Die wichtigsten elektrischen und magnetischen Größen der Ferrite sind im allgemeinen
die Anfangspermeabilität $\mu_i$,
die Güte Q bzw. der rel. Verlustfaktor $\tan\delta/\mu_i$,
die Curietemperatur $T_c$,
die Sättigungsinduktion $\mathfrak{B}_s$,
der relative Temperaturkoeffizient $T_K/\mu_i$,
der spezifische Widerstand $\varrho$,
die Dichte d und
der Anstieg der Permeabilität im Rayleigh-Gebiet $\delta_5$ bzw. $\delta_{100}$.
Für die verschiedenen Ferrite werden die entsprechenden Werte dieser Größen in Werkstofftabellen angegeben.
Im folgenden sollen die wichtigsten Meßgrößen und das charakteristische Verhalten der einzelnen Ferritgruppen angedeutet werden.
Die Anfangspermeabilität $\mu_i$ ist die Steigung der Neukurve für H → O. Mit Mangan-Zink-Ferriten lassen sich Anfangspermeabilitäten bis etwa 6000 erreichen. Auch mit Nickel-Zink-Ferriten sind Anfangspermeabilitäten von 3000 ··· 5000 möglich. Nickel-Zink-Ferrite werden vorwiegend für höhere Frequenzen eingesetzt. Da das Produkt aus Anfangspermeabilität und Grenzfrequenz näherungsweise eine Konstante ist, ergeben sich für Nickel-Zink-Ferrite bei Grenzfrequenzen zwischen 10 und 1000 MHz Anfangspermeabilitäten zwischen 3 und 300. Bei den anderen Gruppen ist die Anfangspermeabilität von untergeordneter Bedeutung.
Der relative Verlustfaktor beinhaltet die Güte eines Schwingkreises und ist im NF- und HF-Gebiet bis zu den höchsten Frequenzen von großer Bedeutung. Sehr oft werden gescherte magnetische Kreise verwendet. Um alle Werkstoffe verschiedener Permeabilität

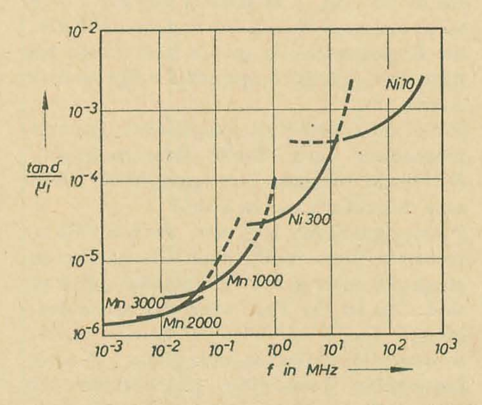



**Bild 8: Abhängigkeit des relativen Verlustfaktors für verschiedene Ferritsorten**

und Scherung miteinander vergleichen zu können, gibt man den relativen Verlustfaktor an.

$$\text{rel}\tan\delta = \frac{1}{Q\cdot\mu_i} = \frac{\tan\delta}{\mu_i} \qquad (5)$$

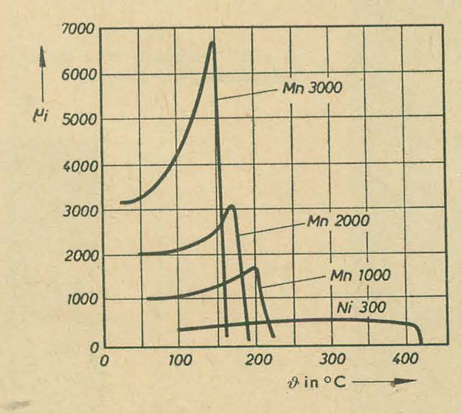



**Bild 9: Abhängigkeit der Anfangspermeabilität von der Temperatur**

Bild 8 gibt einen Überblick über das Verhalten des relativen Verlustfaktors verschiedener Ferritwerkstoffe.
Es ist nicht möglich, für den gesamten Frequenzbereich eine Ferritsorte zu verwenden. Die Tendenz der Permeabilität, nach höheren Frequenzen abzunehmen, ist deutlich erkennbar.
Der Curiepunkt beschränkt die Betriebstemperatur. Je höher die Permeabilität, desto niedriger ist der Curiepunkt (vgl. Bild 9).
Die Sättigungsinduktion ist die maximal erreichbare Induktion, die bei hohen Feldstärken auftritt. Diese ist bei der Leistungsübertragung wichtig. Auf Grund des erwähnten Ferrimagnetismus kann bei Ferriten nicht die gleich hohe Sättigungsinduktion wie bei ferromagnetischen Stoffen (z. B. Eisen) erreicht werden. Eine hohe Leistungsübertragung mit Ferriten bei tiefen Frequenzen ist nicht möglich. Deshalb bleibt das Gebiet der Starkstromtechnik den Ferriten verschlossen.
Der Temperaturkoeffizient $T_K$ ist die Permeabilitätsänderung zwischen zwei Temperaturen im Temperaturbereich zwischen 20 °C und 60 °C. Der relative Temperaturkoeffizient ist

$$T_{K\,rel} = \frac{T_K}{\mu_i} = \frac{\Delta\mu_i}{\Delta t\,\mu_i^2} \qquad (6)$$

$T_{K\,rel}$ ist meist positiv. Wie alle anderen Eigenschaften läßt sich der $T_K$ beeinflussen, so daß es möglich ist, für besondere Anwendungen Spezialferrite mit besonders kleinem $T_K$ herzustellen.
Der spezifische Widerstand schwankt etwa zwischen 100 Ω cm bei Mangan-Zink-Ferriten und $10^7$ Ω cm bei Nickel-Zink-+Mg-Ferriten. Dem außerordentlich hohen spezifischen Widerstand, der etwa bis $10^{12}$mal so groß wie bei Metallen ist, verdanken die Ferrite ihre erfolgreiche Anwendung, vor allem bei hohen Frequenzen. Rein ohmsche Wirbelströme können so gut wie vernachlässigt werden, dagegen treten infolge der relativ hohen Dielektrizitätskonstanten dielektrische Wirbelströme auf.
Die geringe Dichte von d ~ 4,5 g/cm³ ermöglicht bei sämtlichen Bauteilen, bei denen Ferrite verwendet werden, eine beträchtliche Gewichtseinsparung.
Der Anstieg der Permeabilität mit der Aussteuerung ist für klirrarme Übertragung von ausschlaggebender Bedeutung. Bei Aussteuerung darf keine L- bzw. $\mu$-Änderung erfolgen, da sonst Verzerrungen auftreten. Für Übertragerbleche der Klasse D 1 soll der Anstieg der Permeabilität im Rayleighgebiet $\delta_5 < 3‰$ und $\delta_{100} < 2‰$ betragen.

$$\delta_5 = \frac{\mu_{20} - \mu_5}{\mu_{20}} \cdot 66{,}7 \left[\frac{‰}{\frac{Wb}{m^2}\cdot 10^{-7}}\right] \qquad (7)$$

$$\delta_{100} = \frac{\mu_{100} - \mu_{20}}{\mu_{20}} \cdot 12{,}5 \left[\frac{‰}{\frac{Wb}{m^2}\cdot 10^{-7}}\right]$$

Unter Rayleighgebiet versteht man den Bereich der Hysteresekurve bis etwa 100 [Wb/m² · $10^{-7}$]. In diesem Bereich der reversiblen Vorgänge kann die Hysteresekurve durch eine Ellipse angenähert werden. Weitere Kriterien sind speziellen Anwendungsgebieten vorbehalten und werden an den entsprechenden Stellen erwähnt.

# Anodenspannungsstabilisation in einer Batterieröhrenschaltung

In Radiosonden zur Wetterforschung werden aus verschiedenen Gründen auch heute immer noch Batterieröhren verwendet. Diese Radiosonden dienen zur Temperatur-, Druck-, Luftfeuchtigkeitsmessung usw. Eine Methode zur Umwandlung dieser physikalischen Größen in elektrische besteht darin, daß die physikalische Größe direkt oder indirekt den Gitterableitwiderstand im Gitterkreis eines Sperrschwingers ändert, so daß sich dessen Schwingfrequenz ebenfalls verändert. Moduliert man mit dem Sperrschwinger einen Dezimetersender, so kann in der Bodenstation das empfangene Signal demoduliert werden, und die Schwingfrequenzänderung gibt über Eichkurven Aufschluß über den Wert der betreffenden physikalischen Größe. Natürlich wird der Meßfehler sehr groß, wenn die Schwingfrequenz bereits infolge des Einwirkens langsamer Störungen (Temperatureinfluß, Batteriespannungsabfall) wandert.

Interessant ist die Möglichkeit einer einfachen Anodenspannungsstabilisation mit Hilfe eines Transistors, deren Prinzip erläutert werden soll. Zur Aufgabe stand die Stabilisation der Anodenspannung von Batterieröhren mit einem Gesamtanodenstrom von 0,3 mA. Von allen in Frage kommenden Bauelementen mit nichtlinearem Verhalten (Varistoren, Thermistoren, Zenerdioden, Gleichrichter, Transistoren) wies der Transistor hinsichtlich Spannungsbedarf, Leistungsverbrauch, Kosten und Innenwiderstand die besten Eigenschaften auf. Das Prinzip einer Spannungsstabilisation mit einem Transistor ist im Bild 1 dargestellt. Der Transistor arbeitet in Basisschaltung (die

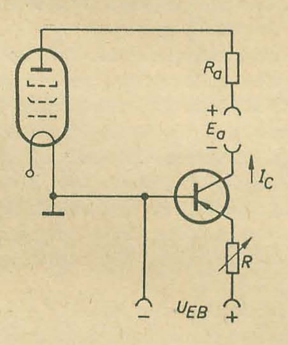



**Bild 1: Prinzipschaltbild einer Anoden-Spannungsstabilisation mit einem Transistor**

Basis ist der gemeinsame Bezugspunkt für Kollektor- und Emitterspannungsbatterie). Die Emitter-Kollektor-Strecke des Transistors dient als nichtlinearer Widerstand, wobei der Effekt ausgenutzt wird, daß sich bei konstantem Emitterstrom der Kollektorstrom nicht oder so gut wie nicht ändert, wenn die Kollektor-Basis-Spannung variiert wird. Wie aus Bild 2 zu ersehen ist, bleibt die Anodenspannung $U_a$ trotz Änderung der Batteriespannung $E_a$ solange völlig konstant, wie der Kollektorstrom konstant bleibt. Verschiebt man nämlich $E_a$ um einen gewissen Betrag $\Delta E_a$ nach links, so wird zwar die Kollektorspannung um denselben Betrag $\Delta U_{CB} = \Delta E_a$ kleiner, die Anodenspannung $U_a$ bleibt aber konstant,

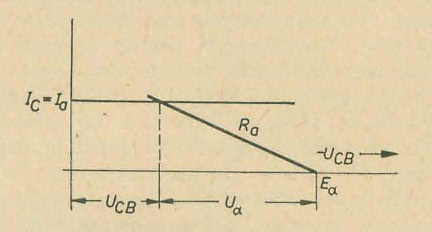



**Bild 2: Darstellung des Stabilisierungsvorganges im $I_cU_c$-Kennlinienfeld**

denn es handelt sich hier im Prinzip um zwei Parallelen, die von einer Geraden geschnitten werden. Der Schnittpunktabstand bei Verschiebung in Parallelenrichtung bleibt dann natürlich immer gleich. Da jedoch der Kollektorstrom nur beim idealen Transistor unabhängig von der Kollektorspannung ist, muß beim praktischen Transistor mit einem geringen Ansteigen des Stromes mit wachsender Kollektorspannung gerechnet werden. Mit einem Transistor OC 811 wurde eine Spannungsstabilität S (relative Batterie- zu Anodenspannungsänderung)

$$S = \frac{\frac{\Delta E_a}{E_a}}{\frac{\Delta U_a}{U_a}} = 5{,}4$$

erreicht. Das heißt, ändert sich beispielsweise die Batteriespannung um 10%, dann verkleinert sich die Anodenspannung lediglich um 10%/5,4 ≈ 1,8%.

*Aus Veröffentlichungen des Instituts für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau, bearbeitet von Dipl.-Ing. O. Franke und Dipl.-Ing. H. Langer.*

### Literatur

G. Hasse: Frequenzstabilisierung eines Sperrschwingers; Großer Beleg am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronenröhren der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau, 1961

# Magnetostriktion – mechanische Filter

Die an elektrische Filter gestellten Anforderungen werden immer schärfer. Die Unzulänglichkeiten der elektrischen Elemente sind daher relativ einschränkende Faktoren bei vielen Filterkonstruktionen geworden. Hinzu kommt die ständige Forderung nach Miniaturisierung. Aus diesem Grund wird der Anwendung mechanischer Elemente im Rahmen elektrischer Filterprobleme eine immer größere Aufmerksamkeit gewidmet. Durch die Anwendung von mechanischen Filtern wurde die Entwicklung von temperaturstabilen Ferriten und Metallegierungen mit sehr niedrigen Verlusten stark beschleunigt.

Die Entwicklung von konstanten Legierungen — die für mechanische Filter geeignet sind — geht auf Arbeiten von *Chevenard* und *Guillaume* zurück. Häufig verwendete Legierungen bestehen im wesentlichen aus Eisen und Nickel (30 ··· 60% Nickel) sowie aus geringen Mengen anderer Legierungselemente.

Bei den neuesten Filterkonstruktionen fanden Legierungen aus Ni-Span-C Anwendung. Dabei handelt es sich um eine wärmehärtbare Legierung mit einem 42%igen Nickelgehalt sowie geringen Mengen Chrom und Titanium. Die Entwicklung mechanischer Filter stützte sich hierbei besonders auf den piezoelektrischen Effekt und den magnetostriktiven Effekt.

Der Magnetostriktions- oder Jouleffekt hat sich als der vorteilhaftere in bezug auf Stabilität und Wirtschaftlichkeit erwiesen. Um nun die Wirkungsweise von mechanischen Filtern besser zu verstehen, soll kurz der Magnetostriktionseffekt erklärt werden.

### Der Magnetostriktionseffekt

Taucht man einen ferromagnetischen Stab in ein Magnetfeld, so wird der Stab infolge der Magnetisierung in seiner Gesamtlänge verkürzt oder verlängert. Die Längenänderungen sind unabhängig von der Richtung bzw. vom Vorzeichen des magnetischen Feldes; jedoch abhängig von der Materialzusammensetzung, der Temperatur sowie einer Vormagnetisierung. Die erreichbaren Längenänderungen sind relativ gering.

Bild 1 zeigt die Längenänderungen verschiedener ferromagnetischer Stoffe als Funktion der magnetischen Feldstärke. Die ferromagnetischen Stäbe aus Nickel sowie geglühtem Kobalt zeigen eine ständig stärker werdende Verkürzung mit ansteigender Feldstärke. Bei anderen Stoffen dagegen tritt ein Umkehrpunkt auf, d. h., die Deformation wirkt entgegengesetzt.

Besonders interessant ist das Verhalten von Legierungen. Im Bild 2 sind einige magnetostriktive Dehnungskurven von Eisen-Nickel-Legierungen dargestellt. Wie ersichtlich, wird die magnetostriktive Ausdehnung mit steigendem Nickelgehalt immer kleiner, um bei etwa 80% Nickel gänzlich zu verschwinden. Wird

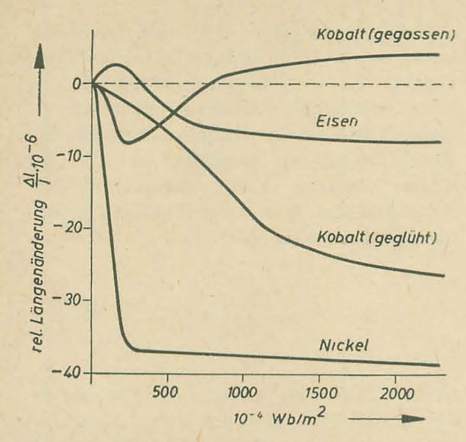



**Bild 1: Magnetostriktive Dehnungskurven von verschiedenen Materialien**

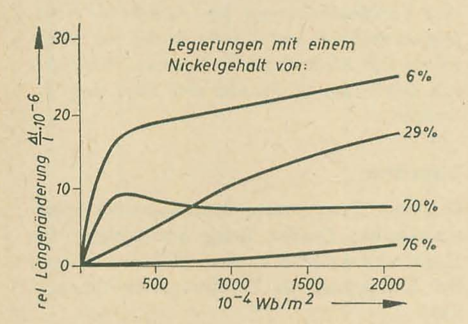



**Bild 2: Magnetostriktive Dehnungskurven von Nickellegierungen**

die 80%-Grenze überschritten, so geht die Verlängerung in eine Verkürzung über.
Wie bereits angedeutet, ist der Magnetostriktionseffekt temperaturabhängig, d. h. der Effekt nimmt mit steigender Temperatur ab und verschwindet beim Curiepunkt.
Um nun möglichst große mechanische Längenänderungen zu erhalten, ist es notwendig, den legierten Nickelstab entsprechend vorzumagnetisieren. Damit gelangt man in das Gebiet der magnetostriktiven Dehnung, in dem die Längenänderungen am größten sind. Im Bild 3 ist das Prinzip eines Nickelschwingers mit Vormagnetisierung dargestellt.

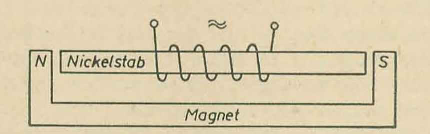



**Bild 3: Prinzip eines Nickelschwingers mit Vormagnetisierung**

Der Nickelstab wird durch einen Magneten vormagnetisiert. Um den Stab ist eine Wicklung angeordnet, die für die erforderliche Wechselmagnetisierung sorgt. Wird diese Spule nun von einem Wechselstrom durchflossen, so erfolgen die mechanischen Längenänderungen im Rhythmus der Frequenz. Bei Resonanz zwischen den Eigenschwingungen des Stabes und der zugeführten Frequenz erreichen die Schwingungsamplituden ein Maximum. Von den beiden Seiten des Stabes werden Schallwellen mit der gleichen Frequenz abgestrahlt. In der Spule wird ein Gegenfeld induziert, so daß bei Eigenresonanz nur ein sehr geringer Strom durch die Spule fließt. Nach dem eben erwähnten Prinzip lassen sich — in abgewandelter Form — Filter aufbauen.

## Mechanische Filter

Schwingkreise werden im wesentlichen durch drei Eigenschaften charakterisiert:
1. Flankensteilheit der Selektionskurve
2. Kreisverluste
3. Bandbreite des Durchlaßbereiches

Der Gütefaktor eines Schwingkreises hängt von der Güte seiner Bauelemente ab und ist um so höher, je geringer die Kreisverluste und je steiler die Flanken der Selektionskurve sind. Es ist jedoch sehr schwierig, eine ausreichend hohe Güte der Bauelemente eines LC-Filters zu erhalten.
Da elektrische Schwingkreise in ihrer Güte kaum über 300 zu steigern sind, muß man sich anderer schwingfähiger Gebilde bedienen. Man hat deshalb nach Möglichkeiten gesucht, mit sehr geringen Abmessungen steile Filterkurven bei hoher zeitlicher und thermischer Konstanz herzustellen. Verwendet man für das Filter anstelle von Kapazitäten und Induktivitäten mechanische Resonatoren, so kann die Güte wesentlich gesteigert werden.
Bild 4 zeigt einen Vergleich zwischen einer elektrischen und einer mechanischen Filterkurve. Die Kurve des mechanischen Filters ist bedeutend steiler und nähert sich der Kurve eines idealen Filters.

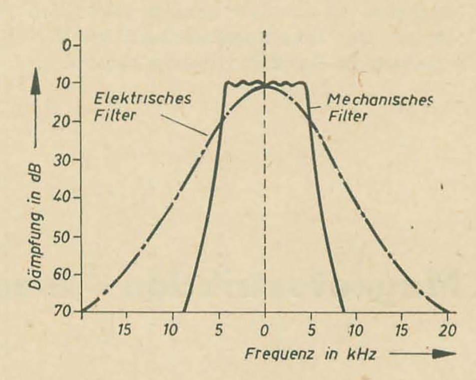



**Bild 4: Charakteristischer Unterschied zwischen Übertragungskurven von elektrischen und mechanischen Filtern**

Im Bild 5 ist das vereinfachte Prinzip eines mechanischen Filters dargestellt. Ein elektromechanischer Wandler setzt Strom und Spannung in Komponenten der mechanischen Leistung, Kraft und Geschwindigkeit um. Der mechanische Filterkörper überträgt Kraft und Geschwindigkeit so, wie ein elektrisches Filter Strom und Spannung überträgt und ein weiterer Wandler formt sie wieder in elektrischen Größen um.
Die mechanischen Filter entsprechen in ihrem Verhalten mehrkreisigen Tschebyscheff-Filtern aus elektrischen Schwingkreisen. Die für das elektrische Verhalten von Tschebyscheff-Filtern notwendigen hohen Kreisgüten werden in den mechanischen Filtern durch Resonanzen mechanischer Leitungsstücke gebildet, die über elektromechanische Wandler mit der übrigen Schaltung verbunden sind. Am Ein- und Ausgang der Filter befindet sich also je ein elektrischer Kreis, der die Verbindung zu der übrigen Schaltung herstellt.
Eine der Hauptforderungen an mechanische Filter ist, daß trotz geringer Abmessungen sehr steile Filterkurven bei großer zeitlicher Konstanz erreicht werden. Dabei stützt man sich auf die relativ geringe Ausbreitungsgeschwindigkeit akustischer Wellen in festen Medien. Diese beträgt angenähert

$$c \approx 5 \cdot 10^5 \text{ cm/s}$$

Gelingt es nun, die elektromagnetische Schwingung in eine mechanische Schwingung zu transponieren, so kann man die Abmessungen der als transponierte elektrische Leitungsabschnitte auffaßbaren mechanischen Resonatoren im Verhältnis der Schallgeschwindigkeit im Medium zur Lichtgeschwindigkeit verringern.
Dieser Verringerungsfaktor ist

$$\frac{5 \cdot 10^5 \text{cm} \cdot \text{s}^{-1}}{3 \cdot 10^{10} \text{cm} \cdot \text{s}^{-1}} \approx 1{,}7 \cdot 10^{-5}$$

Bei einer Frequenz von 500 kHz beträgt die Wellenlänge 600 m und die Resonanzlänge des Resonators etwa 1 cm.

$$600 \cdot 10^2 \text{ cm} \cdot 1{,}7 \cdot 10^{-5} \triangleq 1 \text{ cm}$$

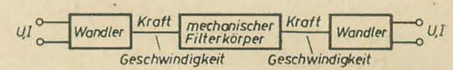



**Bild 5: Prinzip eines mechanischen Filters**

Da die Resonatoren als $\lambda/2$-Schwinger arbeiten, ergibt sich also eine Abmessung von 5 mm. Bild 6 zeigt die schematische Darstellung eines mechanischen Filters.
Das mechanische Filter stellt große Anforderungen an die Technologie, wobei es notwendig ist, die Resonatoren mit einer Toleranz von einigen $\mu$m zu fertigen. Die Resonanzfrequenz des Filters hängt im wesentlichen von den geometrischen Abmessungen der Resonatoren und von dem Material ab, aus dem die Resonatoren hergestellt wurden.
Wie im Bild 5 bereits angedeutet ist, kann man mechanische Resonatoren geschwindigkeits- oder kraftkoppeln. Bei elektrischen Koppelfiltern kennt man die Strom- oder Spannungskopplung. Analogien der Größen Kraft und Geschwindigkeit einerseits und Strom und Spannung andererseits sind demzufolge möglich. Die mechanischen Filter, die sich in der Praxis bewährt haben, sind immer geschwindigkeitsgekoppelt.
Die Umwandlung der elektromagnetischen Schwingungen in mechanische Schwingungen wird durch einen magnetostriktischen Ferrit vorgenommen. Der Ferrit ist von einer Spule umgeben, die mit einer entsprechenden Frequenz gespeist wird. Um diesen elektrischen Anregekreis nicht zu stark zu dämpfen, soll der Ferrit nur eine relativ geringe elektrische Leitfähigkeit besitzen. Hierzu sind besonders Ferrite mit großem magnetostriktiven Effekt

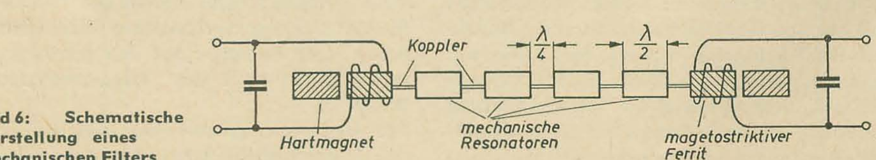



**Bild 6: Schematische Darstellung eines mechanischen Filters**

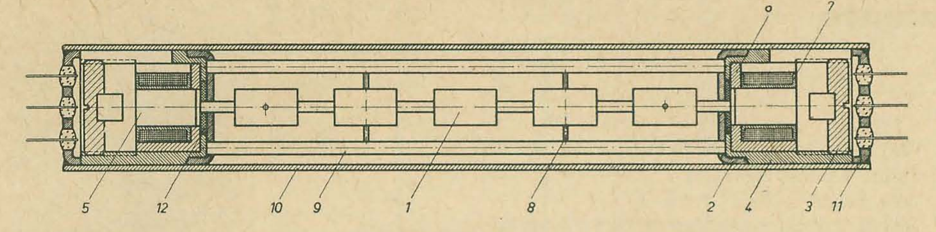



**Bild 7:** Konstruktiver Aufbau eines mechanischen Filters

1 Filterkörper
2 Metallkappen des Wandlers
3 Schrauben mit Hartmagneten
4 Gehäuse des Wandlers
5 magnetostriktive Ferrite
6 Ferrit-Topfkerne
7 Spulenkörper mit Wicklung
8 Haltedrähte
9 Distanzdrähte
10 Hülse zur Abschirmung
11 Glasdurchführungen
12 Gummiplättchen

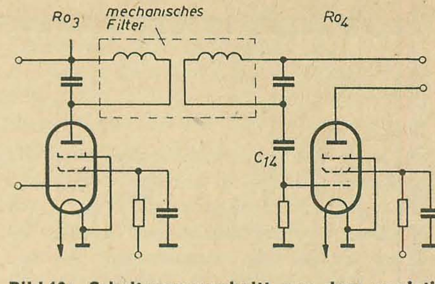



**Bild 10:** Schaltungsausschnitt aus dem sowjetischen Einseitenband-Funksprechgerät „Nedra 1"

geeignet. Der magnetostriktive Ferrit ist dann über einen Koppler mit dem Resonator mechanisch verbunden. Die Kopplung zwischen den einzelnen Resonatoren erfolgt durch $\lambda/4$-Kopplern. Der Kopplungsfaktor ist eine Funktion des Durchmessers des Resonators und des Koppelgliedes. Vor dem magnetostriktiven Ferrit befindet sich ein Permanentmagnet, der für eine Vormagnetisierung sorgt. Am Ausgang des Filters ist wieder ein Wandler — magnetostriktiver Ferrit mit Spule — in dem die mechanischen Schwingungen in elektromagnetische Schwingungen umgesetzt werden. Im Bild 7 ist der konstruktive Aufbau eines mechanischen Filters dargestellt und Bild 8 zeigt ein praktisch erprobtes Filter, das im WTZ Teltow entwickelt wurde. Es handelt sich dabei um ein ZF-Filter mit einer Bandmittenfrequenz von 450 kHz.

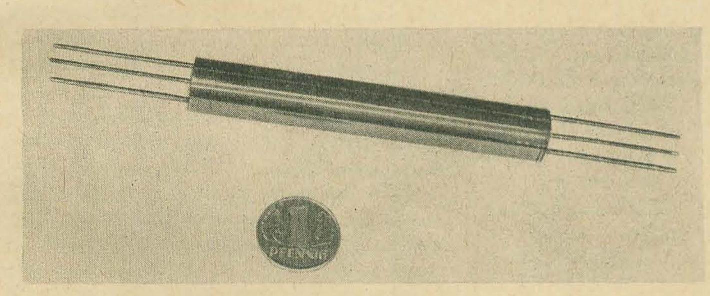


**Bild 8:** Mechanisches ZF-Filter des WTZ-Teltow mit einer Bandmittenfrequenz von 450 kHz

## Form der Übertragungskurve

Wie schon erwähnt, ist der wichtigste Vorzug des mechanischen Filters seine charakteristische Übertragungskurve, die einem idealen Filter sehr nahe kommt. Bestimmend für die Form der Übertragungskurve bzw. für die Steilheit der Flanken ist die Anzahl und Beschaffenheit der verwendeten Resonatoren. Dabei kann die Anzahl der Resonatoren nicht beliebig gesteigert werden, da dies eine Verflachung der Übertragungskurve zur Folge hat. In der Literatur wird eine optimale Grenze bei etwa zwölf mechanischen Resonatoren angegeben. Bild 9 zeigt annähernd die unterschiedlichen Kurvenformen in Abhängigkeit von der Resonatorenzahl. Der größte Teil der Verluste im Durchlaßbereich — der bei etwa 15 bis 25 dB liegt — entsteht durch die elektromechanische Transformation.

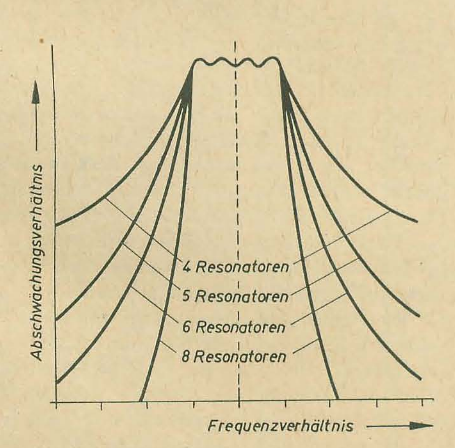



**Bild 9:** Abhängigkeit der Übertragungskurven von der Anzahl der Resonatoren

## Anwendungen

Mechanische Filter werden besonders für die Einseitenbandtechnik in Trägerfrequenzsystemen eingesetzt. Die in der Trägerfrequenztechnik verwendeten Filter zeigen bei Einseitenbandübertragung und -empfang eine äußerst wirksame Unterdrückung der Trägerfrequenz und des unerwünschten Seitenbandes. Bild 10 zeigt einen Schaltungsausschnitt aus dem sowjetischen Einseitenband-Funksprechgerät „Nedra 1". Dieses Gerät ist eine tragbare Station kleiner Leistung, die mit Einseitenbandmodulation arbeitet. Im ZF-Verstärker befindet sich ein mechanischer Filter mit einer ausgeprägten Übertragungskurve. Über den Kondensator $C_{14}$ gelangt die ZF-Spannung, die vom Filter abgenommen wird, zur weiteren Verstärkung an das Steuergitter der zweiten ZF-Verstärkerröhre $Rö_4$.

Beim Einsatz in der Empfangstechnik erfüllt das mechanische Filter alle Bedingungen, die hinsichtlich Trennschärfe zu erwarten sind. Bild 11 zeigt ein Bandfilter mit Ferritresonatoren und mechanischem Koppelglied. Zur Übertragung der Torsionsschwingungen dienen hier Aluminiumkoppelkreise. Die Kopplung wird durch den Durchmesser der Einschnürstellen bestimmt.

Zu erwähnen ist, daß mechanische Filter relativ niederohmig sind, so daß die Anpassungsverhältnisse für die Anwendung in Transistorgeräten günstig liegen.

## Zusammenfassung

Ausgehend vom Magnetostriktionseffekt wurde die prinzipielle Wirkungsweise von mechanischen Filtern beschrieben. Es sei besonders darauf hingewiesen, daß derartige Filter aus Rohstoffen hergestellt werden können, die nicht importiert werden müssen.

Im WTZ Technische Keramik Hermsdorf, Außenstelle Teltow, besteht seit einiger Zeit die Aufgabe, labormäßig völlig durchentwickelte Filter in eine Kleinserienfertigung zu überführen, und es ist zu wünschen, daß unseren Entwicklern recht bald mechanische Filter für bestimmte Gebiete zur Verfügung stehen.

*K. Belter*

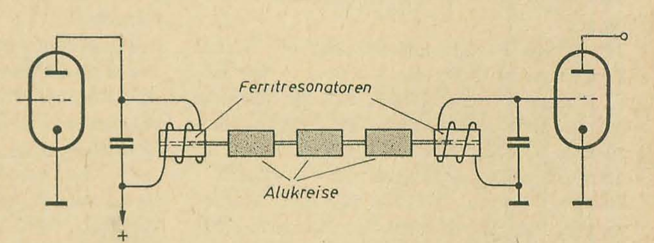



**Bild 11:** Bandfilter mit Ferritresonatoren und mechanischem Koppelglied

## Literatur


[1] H. Reinboth: Technologie und Anwendung magnetischer Werkstoffe; VEB Verlag Technik, Berlin

[2] H. Meinke und F. W. Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik; Springer Verlag, Göttingen

[3] L. Bergmann: Der Ultraschall und seine Anwendung in Wissenschaft und Technik; S. Hirzel Verlag, Zürich

[4] H. Henniger: Mechanische Filter und ihre Vorteile; Funkamateur 5 (1962) S. 148 ··· 150

[5] M. Börner: Berechnung mechanischer Filter; Elektronische Rundschau 1 (1961) S. 11 ··· 14

[6] Fietsch: Einseitenband-Funksprechgerät „Nedra 1"; radio und fernsehen 12 (1962) S. 363 ··· 365

[7] J. C. Hathaway und D. F. Babcock: Survey of mechanical Filters and their applications; Proceedings of the IRE, Januar (1957) S. 5 ··· 16

[8] Informationen des WTZ — Teltow

[9] C. Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker; III. Band, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

# Neue Halbleiterbauelemente

Dem Zuge der Zeit nach Verkleinerung der Bauelemente folgend, brachte Telefunken zwei neue Subminiaturtransistortypen in Scheibenbautechnik heraus. Das Gehäuse ist nahezu kugelförmig (Durchmesser 2,3 mm, Höhe 3 mm). Der Typ AC 129 ist für NF-Stufen in Hörgeräten und Kleinstempfängern bestimmt. Sein Rauschfaktor ($f = 1$ kHz, $\Delta f = \pm 350$ Hz, $R_{Gen} = 800\ \Omega$) liegt bei 8 dB. $U_{CEmax} = 6$ V, $U_{CBmax} = 9$ V. Bei einer maximalen Sperrschichttemperatur von 60 °C und einer Umgebungstemperatur von 45 °C ist eine Gesamtverlustleistung von 12 mW zulässig. Da wegen der kleinen Abmessungen ein Typenstempel nicht angebracht werden kann, wird der Transistor durch die graue Körpergrundfarbe gekennzeichnet und der Kollektoranschluß durch einen Farbpunkt markiert. Rot: $\beta = 12 \cdots 15$, Gelb: $\beta = 25 \cdots 65$, Blau: $\beta > 55$. Der Typ AC 128 (HF-Legierungstransistor) ist für die ZF- und Mischstufen von Mittelwellenkleinstempfängern gedacht. Seine $f_{\beta=1}$-Frequenz liegt im Mittel bei 4,2 MHz, der innere Basiswiderstand ($r_{bb}$) bei 55 Ω. Für die Rückwirkungskapazität wird der Rechenwert 14 pF angegeben. Bei 470 kHz und einem Kollektorstrom von 0,25 mA kann man mit einer mittleren Steilheit von 8,8 mA/V rechnen. Die Grenzdaten sind dieselben wie beim Typ AC 129, Körpergrundfarbe: Rotbraun.

Das übrige Fertigungsprogramm der Firma Telefunken ist durch die Abkehr von der Allglastechnik gekennzeichnet, bei der offenbar geringe, aber doch störende Feuchtigkeitseinschlüsse nicht zu vermeiden waren. Bei einer Anzahl von Typen ist man zum T01-(Metall-) Gehäuse (4,8 mm ∅, Höhe 10,5 mm) übergegangen, das durch eine Impulsschweißung verschlossen wird. Für sämtliche Typen in diesem Gehäuse ist eine Verlustleistung von 60 mW zulässig, die für Vorstufentransistoren völlig ausreicht. Es werden hergestellt:

*AC 122.* NF-Vorstufentransistor, Nachfolgetyp für OC 604, $\beta$ — Werte höher ($>40$), $\beta$ — Grenzfrequenz: $>15$ kHz, Rauschfaktor F: $<12$ dB, im Mittel 5 dB

*AC 150* Rauscharmer NF-Vorstufentransistor, Nachfolgetyp für OC 603 $F < 6$ dB, im Mittel 3 dB

*AF 134* UKW-Vorstufentransistor, $f_{\beta=1}$: 22 MHz, im Mittel 50 MHz, $r_{bb'} < 20\ \Omega$, Steilheit bei 100 MHz ($I_C = 1$ mA): 20 mA/V, Leistungsverstärkung $>13$ dB bei 100 MHz

*AF 135* UKW-Mischer, $f_{\beta=1} > 22$, im Mittel 50 MHz, $r_{bb'} < 25\ \Omega$, Steilheit bei 100 MHz ($I_C = 1$ mA): 20 mA/V, Mischverstärkung in einer Prüfschaltung $>7$ dB

*AF 136* Kurzwellenvor- und -mischstufentransistor, $f_{\beta=1} > 18$ MHz, im Mittel 30 MHz, $r_{bb'} < 25\ \Omega$, Steilheit bei 25 MHz ($I_C = 0{,}5$ mA): 18 mA/V

*AF 137* Transistor für ungeregelte ZF-Stufen bei 10,7 MHz und 470 kHz, $f_{\beta=1} > 12$ MHz, im Mittel 22 MHz, Steilheit ($I_C = 0{,}5$ mA): bei 10,7 MHz: 18 mA/V, bei 470 kHz; 19 mA/V, $r_{bb'} < 25\ \Omega$

*AF 138* Transistor für geregelte ZF-Stufen, Daten ähnlich wie AF 137, $\beta_0$ — Werte etwa 50% höher

Bei allen Hochfrequenztypen beträgt die maximal zulässige Kollektorspannung (Emitterschaltung, äußerer Basiswiderstand 30 kΩ) 22 V. Zwischen Basis und Emitter sind in Sperrichtung maximal 0,8 V zulässig.

Dem aufmerksamen Beobachter fallen die verhältnismäßig niedrigen Grenzwerte für die $\beta = 1$-Frequenz und die kleinen inneren Basiswiderstände auf.

Für Treiberstufen und Kleinleistungsendstufen verwendet Telefunken ein rechteckförmiges Gehäuse 6 × 6 × 17 mm, dessen Oberfläche bei 150 mW Verlustleistuug für ausreichende Wärmeabfuhr sorgt. Mit diesem Gehäuse sind versehen:

*AC 116* NF-Treiber, Nachfolgetyp für OC 602 spez und OC 604 spez

*AC 117* NF-Endstufen, mit äußerer Kühlfläche bis $P_{Vmax} = 400$ mW. Nachfolgetyp für AC 105, AC 106

*AC 123* NF-Treiber, $U_{CEmax} = 32$ V, $U_{CBmax} = 45$ V

*AC 124* NF-Endstufen, $U_{CEmax} = 32$ V, $U_{CBmax} = 45$ V

Erwähnenswert ist schließlich noch der NF-Vorstufentyp AC 131 im TO 18-Gehäuse (wie OC 870/72) mit einer max. Verlustleistung von 60 mW.

Bei den kommerziellen Typen setzt sich der Trend zu der neuen Verschlußtechnik fort:

*ASY 24* pnp-Drifttransistor für hohe Schaltgeschwindigkeit im TO 1-Gehäuse, Nachfolger für ASZ 30, $P_{Vmax} = 50$ mW, $f_{\beta=1}$-Frequenz: $>12$ MHz, im Mittel 22 MHz. Bei Stromsteuerung ($U_{CE} = 1$ V, $I_C = 250$ mA) Anstiegszeit $t_r < 2{,}5\ \mu s$, Abfallzeit: $t_f < 3\ \mu s$. Bei Spannungssteuerung: $t_r < 2{,}5\ \mu s$, $t_f < 0{,}2\ \mu s \cdot U_{CBmax} = 50$ V, $U_{BEmax} = 0{,}7$ V

*ASY 30* pnp-Drifttransistor für hohe Schaltgeschwindigkeit im Rechteckgehäuse (s. o.), $P_{Vmax} = 150$ mW, $f_{\beta=1}$-Frequenz wie bei ASY 24. Bei Stromsteuerung $t_r < 2{,}5\ \mu s$, $t_f < 3\ \mu s$. Bei Spannungssteuerung $t_r < 2{,}5\ \mu s$, $t_f < 0{,}2\ \mu s \cdot U_{CBmax} = 50$ V, $U_{BEmax} = 0{,}7$ V

*AFY 14* Drifttransistor für Kleinsender bis etwa 50 MHz. Nachfolgetyp für AFZ 10. Rechteckgehäuse (s. o.) $P_{Vmax} = 150$ mW, $f_{\beta=1}$-Frequenz: $>8{,}5$ MHz, im Mittel 16 MHz

*ACY 24* NF-Endstufen. $P_{Vmax} = 400$ mW mit äußerer Kühlfläche. $U_{CBmax} = 70$ V

Neu bei Telefunken ist ferner der Leistungstransistor AD 138 mit 12 W Gesamtverlustleistung im Flanschgehäuse 40,5×26,5 mm. Derartige Transistoren werden kaum als NF-Endstufen eingesetzt. In der Regelungstechnik und Elektronik dürfte die niedrige $\beta$-Grenzfrequenz von $>3{,}0$ kHz, wie sie bei Legierungstransistoren dieser Größe üblich ist, nicht stören. Bemerkenswert ist die (bei $I_C = 160$ mA) hohe Stromverstärkung von $I_C/I_B = 100$, die bei $I_C = 6$ A im Mittel auf 50 abfällt.

*

Die Firma Siemens & Halske widmete in den letzten Jahren den Mesatransistoren ihre besondere Aufmerksamkeit. Die Entwicklungslaboratorien sind dadurch offenbar sehr stark in Anspruch genommen, so daß man von der Entwicklung einer diffusionslegierten Typenreihe absah und für die Unterhaltungstechnik diese Typen von der Valvo GmbH (AF 114 bis 117 und AF 124 ··· 127)[1]) übernahm. Zweifellos erfordert die neue, bei Mesatransistoren angewandte Herstellungstechnik in der Großfabrikation doch einen erheblichen, technologischen Aufwand. Es ist z. Z. auch noch nicht abzusehen, ob die Mesatransistoren in Zukunft an die Stelle der diffusionslegierten Typen treten werden.

Zu den bisherigen Mesatypen (AF 106 mit $f_{\beta=1} \geqq 220$ MHz, $f_{oszmax} \geqq 900$ MHz und AF 107, AF 108 mit $f_{\beta=1} \geqq 330$ MHz, $f_{osz\,max} \geqq 600$ MHz) ist der Typ AF 139 hinzugekommen. Für ihn sind folgende Angaben charakteristisch: Gehäuse: TO 18 (wie OC 871), $P_{Vmax} = 25$ mW, $U_{CBmax} = 20$ V, $f_{\beta=1} \geqq 500$ MHz, $f_{osz\,max} \geqq 1500$ MHz. Er ist für Anwendungen bis 800 MHz geeignet. Die Firma Grundig, die diesen Transistortyp in dem Dezimetertuner (UHF) eines Kofferfernsehgerätes verwendet, erreicht bei dieser Frequenz eine Leistungsverstärkung von 8 bis 12 dB. Die Rauschzahlen liegen bei $4 \cdots 6\ kT_0$ (510 MHz) und $8 \cdots 11\ kT_0$ am oberen Ende des Dezimeterfernsehbandes. Der Transistor selbst hat bei 800 MHz eine Rauschzahl von $6 \cdots 8 kT_0$. Die kommerzielle Ausführung dieses Transistortyps trägt die Bezeichnung AFY 16, der bei 800 MHz eine Leistungsverstärkung von 9 ··· 12 dB hat.

Für die NF-Verstärkertechnik entstanden die Legierungstypen AC 151, 152, 153 mit verhältnismäßig hoher Stromverstärkung und $\alpha$-Grenzfrequenz. Die Gehäuse werden als „TO 1 = ähnlich" bezeichnet (Durchmesser 6,4 mm, Höhe 10,8 mm).

Bemerkenswert an den neuen NF-Leistungstransistoren AD 130 ($U_{CBmax} = 32$ V), AD 131 ($U_{CBmax} = 64$ V), AD 132 ($U_{CBmax} = 80$ V) im TO 3 = Gehäuse (26,2×30 mm) sind die hohen Grenzfrequenzen in Emitterschaltung von 11 bzw. 12 kHz. Der innere Wärmewiderstand beträgt 1,5 °C/W, so daß bei einer Gehäusetemperatur von 45 °C eine maximale Verlustleistung von 30 W zulässig ist. Der Kollektorscheitelstrom beträgt 3 A.

Bei Siliziumtransistoren ist die Firma Siemens nunmehr zur Diffusionstechnik übergegangen. In einem TO 5-ähnlichen Gehäuse (9,4 mm Durchmesser, 7,9 mm Höhe) werden geliefert:

*BFY 12,* $U_{CEmax} = 40$ V, $I_{Cmax} = 100$ mA, $\beta > 20$, $f_{\beta=1} \geqq 200$ MHz

*BFY 13,* $U_{CEmax} = 80$ V, $I_{Cmax} = 30$ mA, $\beta > 20$, $f_{\beta=1} > 150$ MHz

*BFY 14,* $U_{CEmax} = 110$ V, $I_{Cmax} = 30$ mA, $\beta > 20$, $f_{\beta=1} > 80$ MHz

Die maximale Verlustleistung bei allen diesen Typen ist 550 mW. In einem kleineren Gehäuse (5,7 mm Durchmesser, 5,3 mm Höhe) gibt es den Siliziumtransistor BSY 18 mit einer Verlustleistung von 235 mW und einer $f_{\beta=1}$-Frequenz von 400 MHz. Für diesen Typ ist eine maximale Kollektorspannung in Emitterschaltung von 15 V und ein Kollektorscheitelstrom von 150 mA zugelassen.

Einer Firmenverlautbarung zufolge arbeitet man bei Siemens an der Einführung der Planartechnik und an der Aufwachstechnik (Epilaxialtechnik), von denen hinsichtlich Qualität und Zuverlässigkeit eine weitere Verbesserung der Siliziumtransistoren erwartet wird.

*Electronus*

---

[1]) radio und fernsehen 13 (1962) S. 409

# Toleranzen und Alterung von Thermistoren und Varistoren

E. SCHLEICHER

*Thermistoren und Varistoren werden in zunehmendem Maße auf dem Gebiete der Meß- und Regelungstechnik eingesetzt. Gleichzeitig steigen die Anforderungen an die Toleranzen und die Alterungsbeständigkeit dieser Bauelemente. Im VEB Keramische Werke Hermsdorf wurden deshalb neue Werkstoffe und Methoden entwickelt, die diesem Bedürfnis weitgehend Rechnung tragen. Die nachfolgenden Ausführungen geben dem Verbraucher eine Übersicht über die erreichbare Zuverlässigkeit dieser Widerstände, die bereits im Handel sind bzw. deren Produktion im Jahre 1962 anläuft.*

## Einleitung

Das Produktionsprogramm des VEB Keramische Werke Hermsdorf umfaßt Halbleiterwerkstoffe, die durch Sintern hergestellt werden. Diese nach ihrer Herstellungstechnologie oft auch als „keramische" Halbleiter bezeichneten Bauelemente sind in jedem Falle kompliziert zusammengesetzte Mehrstoffsysteme, deren Komponenten Oxyde oder Karbide sind, die durch Pressen oder Strangziehen ihre Form erhalten und danach bei hohen Temperaturen zur Einstellung der Halbleitereigenschaften gesintert werden. Dieser Prozeß ist stets mit einer Verdichtung der Struktur, d. h. mit einer Verringerung der Abmessungen verbunden. In vielen Fällen macht sich noch eine Nachbearbeitung dieser Bauelemente durch Schleifen erforderlich.

Die Kontaktierung ist bei den einzelnen Typengruppen verschieden. Während scheibenförmige Widerstände flammengespritzte Zinnbeläge oder eingebrannte Silberbeläge aufweisen, sind die stabförmigen Typen mit aufgeschliffenen Belägen oder aufgeschweißten Armaturen versehen. Mehrere Typen besitzen eingesinterte Anschlußdrähte. Durch die Wahl der Kontaktierung wurde in jedem Falle eine optimale Ausnutzung der Werkstoffeigenschaften erreicht. Dadurch war die Entwicklung von Meßwiderständen möglich, die noch bei Betriebstemperaturen von 500 °C eingesetzt werden können.

Die Hermsdorfer Halbleiterwiderstände (Herwid) untergliedern sich in folgende Klassen:
temperaturabhängige Widerstände (Thermistoren) — Herwid-T,
spannungsabhängige Widerstände (Varistoren) — Herwid-S.

Die Klasse der Herwid-T-Bauelemente umfaßt dabei Bauelemente mit negativem Temperaturkoeffizienten des elektrischen Widerstandes, Bauelemente mit positivem Temperaturkoeffizienten und Bauelemente mit verschwindendem Temperaturkoeffizienten, die in den verschiedensten Größen und Formen hergestellt werden. Die wichtigsten sind:

Anlaßwiderstände für Rundfunk- und Fernsehempfänger,
Dämpfungswiderstände,
Entstörwiderstände,
Fühler,
indirekt geheizte Widerstände,
Kompensationswiderstände (in Scheibenform),
Meßwiderstände (in Stabform),
Regelwiderstände (in Miniaturausführung),
Spezialwiderstände (in Perlform),
Meßwiderstände für tiefe Temperaturen,
Vakuum-Meßwiderstände.

## Herwid-T-Bauelemente

Herwid-T-Bauelemente mit negativem Temperaturkoeffizienten folgen in ihrem elektrischen Verhalten der bekannten Näherungsformel

$$R = a \cdot e^{b/T} \tag{1}$$

Dabei sind R der Widerstand des Heißleiters (Thermistors) in Ω bei einer (absoluten) Temperatur T in °K; a die „Mengenkonstante", eine von den Eigenschaften des Werkstoffes und der Form des Halbleiterwiderstandes abhängige Konstante; e die Basis der natürlichen Logarithmen (e = 2,718); T die absolute Temperatur in °K, für die T = 273 + t gilt (T in °K und t in °C); b die „Energiekonstante" in °K, die die Größe der Temperaturabhängigkeit bestimmt.

Aus Gleichung (1) erhält man für diese Energiekonstante in der Differenzschreibweise:

$$b = \frac{\ln R_1 - \ln R_2}{1/T_1 - 1/T_2}. \tag{2}$$

Sie läßt sich also aus der Widerstandsmessung bei zwei Temperaturen ($T_1$, $T_2$) bestimmen. Wie aus (2) zu ersehen ist, stellt der Wert b den Anstieg in der $\ln R = \frac{1}{T}$ - Kurve dar (Bild 1).

Genau genommen gilt Gleichung (1) nur in einem verhältnismäßig engen Temperaturbereich. Bei hohen Temperaturen treten Abweichungen auf, da die Steigung der Kurve im Bild 1 mit zunehmender Temperatur ebenfalls zunimmt. Mit größerer Genauigkeit gilt

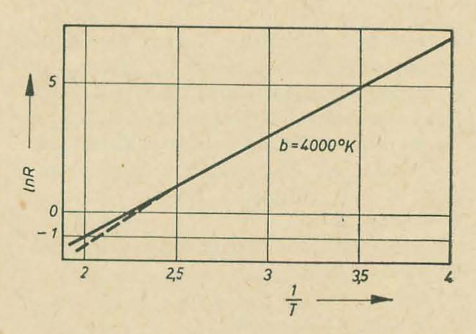



**Bild 1: Temperaturabhängigkeit eines Thermistors in einer lnR-1/T-Darstellung**

$$\varrho = A \cdot T^{-C} \cdot e^{D/T}. \tag{3}$$

Hierin sind ϱ der spezifische Widerstand in Ωcm bei der Temperatur T in °K; A eine Konstante; T die absolute Temperatur in °K; D die Energiekonstante in °K und C die kleine positive oder negative Größe (oder gleich Null) in Abhängigkeit vom Halbleiterwerkstoff und von der Form des Widerstandes.

In den weitaus meisten Fällen kommt man jedoch mit der Näherungsgleichung (1) aus, die für die weiteren Betrachtungen zugrunde gelegt wird. Aus dieser ergibt sich für den Temperaturkoeffizienten des elektrischen Widerstandes

$$\alpha_\varrho = -\frac{b}{T^2}. \tag{4}$$

Da $\alpha_\varrho$ bei jeder Temperatur verschieden ist, ist es erklärlich, daß im allgemeinen als Kenngröße für die Temperaturabhängigkeit der Heißleiter nicht $\alpha_\varrho$, sondern b angegeben wird, das in einem gewissen Temperaturbereich als konstant angenommen werden kann. Aus Bild 2 kann der Temperaturkoeffizient $\alpha_\varrho$ bei einer vorgegebenen b-Konstante abgelesen werden.

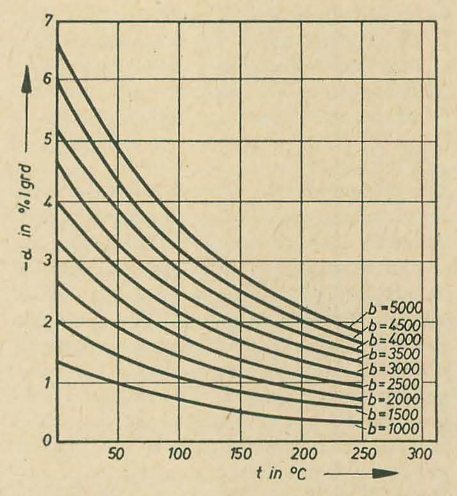



**Bild 2: Diagramm zum Ablesen des Temperaturkoeffizienten $\alpha_\varrho$ bei bekannter b-Konstante**

Werden diese Widerstände durch den hindurchfließenden Strom erwärmt (Anlaßwiderstände), so wird die bei einem bestimmten Strom am Widerstand abfallende Spannung angegeben.

Herwid-T-Bauelemente mit positivem Temperaturkoeffizienten folgen in einem gewissen Temperaturbereich der für Metalle geltenden linearen Gleichung

$$R_t = R_0 (1 + \alpha), \tag{5}$$

wobei α den Temperaturkoeffizienten und ϑ die Übertemperatur angibt.

### Toleranzen

Während des Fertigungsprozesses der Herwid-T-Bauelemente treten unvermeidliche Abweichungen in den elektrischen Werten auf, die bei der Bestückung von Schaltungen einkalkuliert werden müssen. Diese Widerstände können nicht wie Kohleschichtwiderstände auf ihren Widerstandswert eingeschliffen werden, sondern müssen aus einer bestimmten Charge ausgelesen werden. Um vertretbare Preise einhalten zu können, dürfen die Toleranzforderungen nicht zu eng gewählt werden. Als Mitteltoleranzen gelten:

Widerstandswert ....... ± 20%,
Spannungsabfall ....... ± 10%,
b-Wert ....... ± 10%.

Grundsätzlich sind alle Typen auch mit Widerstandstoleranzen von ± 10% lieferbar. Bauelemente mit Widerstands- und b-Wert-Toleranzen von ± 5% können im allgemeinen nur in kleineren Stückzahlen bezogen werden, während Toleranzen von ± 2% nur in Einzelstücken lieferbar sind. Es sei an dieser Stelle besonders darauf hingewiesen, daß „auswechselbare Meßthermistoren" nicht geliefert werden können. Vom Konstrukteur ist vielmehr beim Verwenden von Thermistoren in Meßschaltungen stets eine Möglichkeit für eine Kennlinienkorrektur und ein Nachjustieren vorzusehen. „Auswechselbar" sind Meßthermistoren nur zusammen mit ihren ohmschen Korrekturwiderständen.

Wenn bestimmte Kennlinien eingehalten werden sollen, so ist die günstigste Lösung niemals in der Verwendung von Meßthermistoren mit engsten Toleranzen zu sehen, sondern in einer geeignet bemessenen Parallel- und Serienschaltung zusammen mit ohmschen Widerständen, die es gestatten, eine vorgegebene Kennlinie auch unter Verwendung von Thermistoren mit größeren Toleranzen weitgehend zu approximieren.

### Alterung

Die Alterung eines Herwid-T-Bauelementes setzt sich aus zwei Komponenten zusammen: aus der Alterung des Werkstoffes und aus der Alterung der Kontakte. Die Alterung des Werkstoffes, die auf seine polykristalline Struktur zurückzuführen ist und nicht beseitigt werden kann, ist sehr gering und gegenüber der Alterung der Kontakte im allgemeinen zu vernachlässigen. Die Gesamtalterung eines Körpers verläuft meist nach höheren Widerstandswerten und ist unmittelbar nach der Herstellung am stärksten ausgeprägt. Thermistoren für Meßzwecke werden deshalb vorgealtert. Diese künstliche Alterung erfolgt

a) durch 14tägige Lagerung der fertig armierten Widerstände vor der Weiterverarbeitung, danach

b) durch elektrisches „Stoßen", wobei ein auf 2 kV aufgeladener Kondensator von 4 μF fünfmal über den Widerstand entladen wird, und anschließend

c) durch Tempern, wobei der Thermistor 100 Stunden bei 120 °C in den Trockenschrank gelegt wird.

Während nichtgealterte Widerstände nach 1000 Betriebsstunden bei den maximal zulässigen Betriebsbedingungen eine Alterung bis zu 3% ihres Ausgangswertes aufweisen können, kann nach der o. a. Alterung eine Langzeitstabilität unter maximalen Betriebsbedingungen (120 °C) im gleichen Zeitraum von < 1% garantiert werden. Wird die thermische Voralterung von 100 auf 1000 Stunden erhöht, so beträgt die relative Widerstandsänderung nach weiteren 1000 Betriebsstunden unter maximalen Betriebsbedingungen (120 °C) weniger als 0,5%. Diese Alterung wird nur auf besonderen Wunsch durchgeführt. Die Stabilität ist um so besser, je geringer die thermische Beanspruchung der Widerstände im Betrieb ist. Bei vernachlässigbarer Übertemperatur (< 10 grd) und ausreichender vorheriger Alterung (Temperzeit 1000 Stunden) liegt die maximal erreichbare Widerstandsstabilität bei 0,2% pro Jahr; bei einer Temperzeit von 100 Stunden kann mit einer Widerstandsstabilität von 0,5% pro Jahr gerechnet werden.

TNA-Widerstände (Anlaßwiderstände) sind keine Meßwiderstände im eigentlichen Sinne und werden deshalb nicht vorgealtert. Diese Alterung kann jedoch auf Wunsch durchgeführt werden. Dabei werden die Widerstände

a) 14 Tage nach der Armierung gelagert und danach

b) 100 Stunden bei 250 °C im Trockenschrank getempert.

Bei einer Betriebstemperatur von 250 °C liegt die Alterung nach 1000 Stunden bei < 1,5%, bei einer Betriebstemperatur von 100 °C nach 1000 Stunden bei < 1% und bei einer geringeren Übertemperatur maximal bei —0,5% pro Jahr.

Glasierte Meßwiderstände, die bis zu 500 °C eingesetzt werden können, werden

a) 14 Tage nach der Armierung gelagert und danach

b) 100 Stunden bei 500 °C im Trockenschrank getempert.

## Herwid-S-Bauelemente

Herwid-S-Bauelemente sind spannungsabhängige Widerstände (Varistoren), die eine starke Spannungsabhängigkeit ihres elektrischen Widerstandes aufweisen. Für sie gilt in einem großen Strombereich die Gleichung

$$R = \frac{C}{I^{(1-\beta)}}, \qquad (6)$$

wobei C und $\beta$ konstante Größen des Widerstandes sind. C ist zahlenmäßig gleich dem Spannungswert, der am Widerstand liegt, wenn durch ihn ein Strom von 1 A fließen würde. $\beta$ ist ein Nichtlinearitätskoeffizient, der die Größe der Spannungsabhängigkeit angibt. $\beta = 1$ entspricht einem ohmschen Widerstand.

Zwischen Strom und Spannung besteht nach (6) die Beziehung

$$U = C \cdot I^{\beta}. \qquad (7)$$

Den Nichtlinearitätskoeffizienten $\beta$ kann man für einen spannungsabhängigen Widerstand aus der Gleichung

$$\beta = \frac{\lg U_1 - \lg U_2}{\lg I_1 - \lg I_2} \qquad (8)$$

bestimmen. $\beta$ ist somit gleich dem Anstieg der Strom-Spannungs-Kennlinie in einem doppelt logarithmischen Maßstab.

Im Bild 3 ist die Strom-Spannungs-Kennlinie der Herwid-S-Typen 180/10-13 und 100/10-13 in doppelt-logarithmischem Maßstab aufgetragen. Der mittlere Strombereich, in dem Gleichung (7) gilt, ist als zusammenhängende Kurve gezeichnet.

Während bisher bei den spannungsabhängigen Widerständen der KWH-Produktion $\beta$, C und der Durchmesser in der Typenbezeichnung angegeben wurden, wird ab 1962 eine Umstellung des gesamten Programmes auf Spannungs- und Stromwerte vorgenommen. Gleichzeitig werden die Werte der internationalen Reihe E 12 angeglichen. Den Unter-

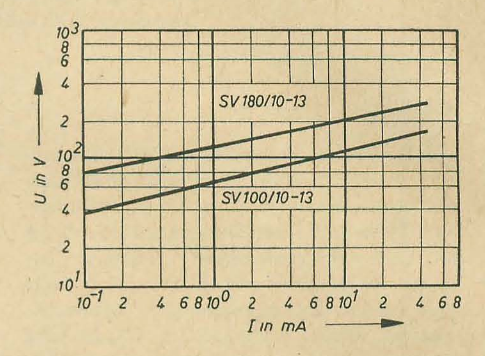



**Bild 3: Strom-Spannungs-Kennlinie der Typen SV 180/10-13 und SV 100/10-13 in doppelt-logarithmischem Maßstab**

schied der alten zur neuen Bezeichnungsweise zeigt das folgende Beispiel: Die (alte) Typenbezeichnung 0,19/3000-9 besagte, daß es sich um einen spannungsabhängigen Widerstand mit einem Durchmesser von 9 mm handelte, der einen mittleren $\beta$-Wert von 0,19 und ein C von 3000 aufwies.

Die (neue) Typenbezeichnung SV 1300/10-9 bezeichnet einen spannungsabhängigen Widerstand von 9 ± 1,5 mm Durchmesser, der bei einem Meßstrom von 10 mA einen Spannungsabfall von 1300 V aufweist. Der zugehörige $\beta$-Wert kann aus dem Katalogblatt entnommen werden und beträgt 0,19 ± 0,03.

Der Grund für diese Umstellung ist in der Tatsache zu sehen, daß bei den Verbrauchern in fast allen Fällen von Strom- und Spannungswerten ausgegangen wird, während C nur eine Hilfsgröße zum Bestimmen dieser Werte ist. Aus Gleichung (7) kann entnommen werden, daß eine C-Toleranz von ± 20% eine wesentlich größere Toleranz von U in bestimmten Strombereichen ergeben kann. Daher ist es zweckmäßig, wenn vom Hersteller die Toleranzgarantien bereits für den Bereich angegeben werden, in dem später der Widerstand arbeiten soll.

### Toleranzen

Die angegebenen Nennspannungen werden mit Toleranzen von ± 20% bzw. ± 10% geliefert, lediglich die sehr niederohmigen Typen

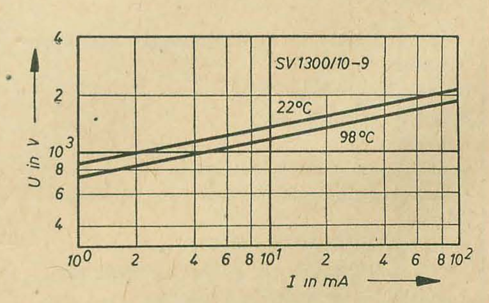



**Bild 4: U-I-Kennlinien der Type SV 1300/10-9 bei verschiedenen Temperaturen in doppelt-logarithmischem Maßstab**

sind vorerst nur mit einer Toleranz von ± 20% erhältlich. Als engste Toleranz ist für alle Varisatoren ± 5% anzusehen, jedoch ist dann eine vorherige Absprache mit dem Hersteller erforderlich, wenn es sich um größere Stückzahlen handelt.
Die $\beta$-Toleranz beträgt einheitlich für alle Werkstoffe ± 0,03 und kann für kleinere Stückzahlen auf ± 0,01 verringert werden.
Bei dem Einbau der Herwid-S-Bauelemente ist zu berücksichtigen, daß die elektrischen Parameter eine geringe Temperaturabhängigkeit aufweisen, die jedoch manchmal nicht vernachlässigt werden kann. Im Bild 4 ist die Strom-Spannungs-Kennlinie der Widerstandstype SV 1300/10-9 in doppelt-logarithmischem Maßstab für verschiedene Temperaturen aufgetragen. Wie man aus dem Anstieg der Kurven entnehmen kann, ist in diesem Temperaturbereich der $\beta$-Wert nur sehr wenig temperaturabhängig.
Nicht ohne Beachtung kann dagegen die Temperaturabhängigkeit des C-Wertes bleiben, die zu einer merklichen Verschiebung der Strom-Spannungs-Kennlinie führt.
Angenähert kann man die Temperaturabhängigkeit von C für eine Temperatur innerhalb des zulässigen Betriebstemperaturbereiches durch die Gleichung

$$C_\vartheta = C\,(1 + \alpha\,\vartheta) \qquad (9)$$

ausdrücken. C ist dabei der im Katalog angegebene C-Wert, gemessen bei 20 °C; $C_\vartheta$ ist der C-Wert bei der Übertemperatur $\vartheta$; $\alpha$ ist der Temperaturkoeffizient von C, der bei den einzelnen Typen etwas unterschiedlich ist und um den Wert — 0,0015 schwankt. Setzt man (9) in (7) ein, so ergibt sich:
Bei konstantem Strom liegt der Temperaturkoeffizient der Spannung bei —0,15%/°C.
Bei konstanter Spannung ist der Temperaturkoeffizient des Stromes $-\alpha/\beta$, d. h., er liegt für $\beta = 0{,}2$ etwa bei —0,7% °C.

### Alterung

Die Alterung der Herwid-S-Bauelemente setzt sich aus

a) der Alterung des Werkstoffes und
b) der Alterung der Kontakte

zusammen. Der Werkstoff besteht aus einem Netzwerk kleiner SiC-Teilchen, die in komplizierter Weise durch Parallel- und Serienschaltungen vermascht sind. Bestimmend für seine Eigenschaften sind die Art und die Zahl der Berührungsstellen der einzelnen Teilchen, d. h. die Charakteristiken der Kontaktwiderstände, während die Volumeneigenschaften der SiC-Teilchen von untergeordneter Bedeutung sind. Dieser Effekt wird dadurch verstärkt, daß jedes SiC-Teilchen mit einer hochohmigen $SiO_2$-Schicht umgeben ist. Bei starker thermischer Belastung tritt eine Alterung dieser Kontaktstellen auf, die sich in einer Verschiebung der Strom-Spannungs-Kennlinie nach höheren Spannungen hin bemerkbar macht. Durch Impulse mit hohem Energiegehalt werden dagegen die Kontaktwiderstände, in denen die höchste Feldstärkekonzentration vorhanden ist, durchgeschlagen, so daß eine Verschiebung der Strom-Spannungs-Kennlinie nach niedrigeren Spannungen auftritt. Dieser Werkstoffalterung ist eine Alterung der Kontaktstellen überlagert, die qualitativ der Alterung im Werkstoff gleicht, jedoch geringer ist.
Bei der Herstellung werden alle Widerstände einer zweistündigen thermischen Alterung bei 80 ··· 120 °C unterworfen, während eine elektrische Impulsalterung im allgemeinen nicht vorgenommen wird.
Die Widerstände weisen nach 1000 Betriebsstunden bei den maximal zulässigen Betriebsbedingungen (Gleichspannung) eine Alterung bis zu 5% ihres Spannungswertes auf. Dieser Wert kann durch eine künstliche thermische und elektrische Voralterung bis auf < 1% herabgesetzt werden. Diese künstliche Alterung erfolgt

a) durch elektrisches „Stoßen", wobei ein auf die doppelte maximale Impulsleistung aufgeladener Kondensator von 4 μF zehnmal über den Varisator entladen wird;
b) durch 100stündiges Tempern der Widerstände in einem Trockenschrank bei 120 °C;
c) durch 14tägiges Lagern der vorgealterten Widerstände vor der Endmessung und der Auslieferung.

Wenn sich diese Bauelemente im Betrieb nur wenig erwärmen (≈ 10 grd), so liegt ihre Alterung ohne künstliche Voralterung nach 1000 Betriebsstunden unter 2%, nach der vorher erwähnten Alterung unter 0,5%. Als maximal erreichbare Stabilität sind 0,2% nach 1000 Betriebsstunden bei Gleichspannung anzusehen. Dazu ist folgende Behandlung erforderlich:

a) elektrisches „Stoßen", wobei ein auf die doppelte maximale Impulsleistung aufgeladener Kondensator von 4 μF zehnmal über den Varistor entladen wird;
b) 100stündiges Tempern der Widerstände in einem Trockenschrank bei 120 °C;
c) Wiederholung von a);
d) 1000stündiges Tempern der Widerstände in einem Trockenschrank bei 120 °C;
e) Wiederholung von a).

Voraussetzung ist dann ebenfalls, daß im Betrieb nur eine geringfügige Erwärmung auftritt. Bei längerer Betriebsdauer (über 1000 Stunden) wird die Alterung so klein, daß sie innerhalb der Fehlergrenzen der Messung liegt. Die größte Alterung tritt stets in den ersten Betriebsstunden auf und ist bereits nach 100 Betriebsstunden nur noch halb so groß wie nach zehn Betriebsstunden.

# Antennenanpassung und Rauschen im VHF-Empfänger

KLAUS K. STRENG

*Nachdem in einer Artikelfolge einige Fragen der VHF-Sendetechnik [FM-Hörrundfunk und Fernsehrundfunk — radio und fernsehen 14 ··· 16 und 18 (1962)] behandelt wurden, soll in einigen weiteren Beiträgen auf spezielle Probleme der Empfangstechnik bei diesen Frequenzen eingegangen werden.*

## Allgemeines

Frequenzmodulierte Hörrundfunksender und Fernsehsender arbeiten im Meterwellenbereich, auch VHF oder volkstümlich „UKW" genannt. Bedingt durch die Frequenzlage wird auch auf der Empfängerseite mit abgestimmten Antennenelementen [1] gearbeitet, die bevorzugt aus der Richtung des Senders elektromagnetische Wellen aufnehmen (Antennengewinn). Im Gegensatz zum Kurz-, Mittel- und Langwellenempfang ist die VHF-Antenne über ihre Energieleitung an den Empfänger angepaßt, d. h., Fußpunktwiderstand der Antenne, Wellenwiderstand der Energieleitung und Eingangswiderstand des Empfängers weisen etwa den gleichen Wert auf [2].

Ein weiteres typisches Merkmal bei VHF-Empfang ist, daß der Rauschpegel des Empfängers über dem Pegel der atmosphärischen und meist auch der industriellen Störungen liegt. Daraus ergibt sich, daß die Empfindlichkeit des Empfängers nicht durch den „Störnebel", sondern durch die technischen Merkmale des Empfängers selbst begrenzt wird. Ein geringes Empfängerrauschen ist deshalb unbedingt erwünscht.

Für den Ingenieur, der sich mit der Entwicklung von FM-Hörrundfunk- oder Fernsehrundfunkempfängern beschäftigt, ergeben sich hier noch eine Reihe von Bauelementefragen, von denen die wichtigsten Röhren- bzw. Halbleiterprobleme betreffen.

Auf die allgemeinen Anpassungs- und Rauschprobleme im Zusammenhang mit röhrenbestückten Empfängern soll im folgenden näher eingegangen werden, während jene Probleme, die sich bei Halbleitern (Transistoren und Tunneldioden) ergeben, einem späteren Beitrag vorbehalten bleiben. Praktische Röhrenschaltungen werden in weiteren Artikeln behandelt.

## Der Empfängereingang

Wie bei fast allen HF-Empfängern gelangt das Antennensignal im VHF-Empfänger zu einem Verstärkerelement — hier eine Elektronenröhre —, das die empfangene Energie entweder verstärkt oder auf eine andere Frequenz (Zwischenfrequenz) umsetzt. Die modernen Empfängerröhren der Heptal- oder Novalserie sind meist für sehr hohe Arbeitsfrequenzen ausgelegt, so daß ihre rechnerische Behandlung bei den VHF meist noch unter Zugrundelegung der realen Werte von S, $\mu$ und $R_i$ erfolgen kann. Die Steuergitter-Katoden-Strecke kann jedoch auf Grund des Laufzeiteffektes nicht mehr als unendlich großer Widerstand betrachtet werden, vielmehr weist jede Röhre einen frequenzabhängigen „elektronischen Eingangswiderstand" auf [3]. Bild 1 vermittelt die Größen des elektronischen Eingangswiderstandes einiger gebräuchlicher VHF-Empfängerröhren.

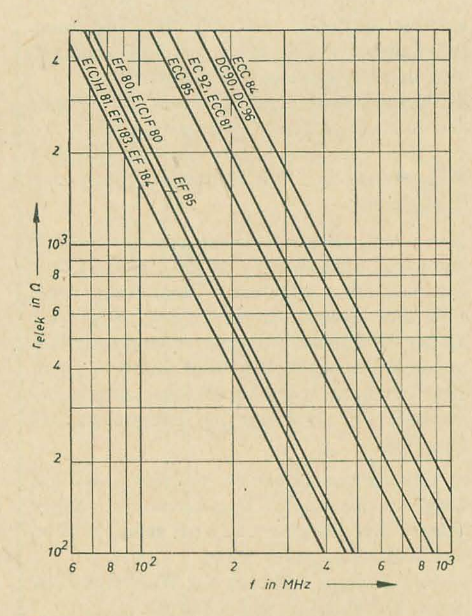



**Bild 1: Elektronische Eingangswiderstände einiger moderner Elektronenröhren in Abhängigkeit von der Frequenz**

Unabhängig davon, ob noch andere Wirkwiderstände dem Röhreneingang parallel liegen, muß der elektronische Eingangswiderstand bei der Anpassung an die Antenne berücksichtigt werden. Da die am elektronischen Eingangswiderstand aufzubringende Eingangsleistung eine Verlustleistung darstellt — sie geht für die weitere „Auswertung" des Signals verloren — ist man daran interessiert, ihn so groß wie möglich zu halten. Diese Frage geht vor allem den Röhrenkonstrukteur an, schaltungstechnische Maßnahmen haben kaum Einfluß auf die Größe des elektronischen Eingangswiderstandes der Röhre[1].

Außer dem meist durch den elektronischen Eingangswiderstand bestimmten Realteil weist jede Elektronenröhre noch imaginäre Eingangswiderstandskomponenten auf. Diese sind im hier interessierenden Frequenzbereich bei den Heptal- bzw. Novalröhren meist kapazitiver Art (Eingangskapazitäten). Im Gegensatz zu der Breitbandverstärkertechnik mit RC-Stufen lassen sich die Eingangs- und Ausgangskapazitäten in den jeweils parallel liegenden Schwingkreis mit einbeziehen, sie werden „eingestimmt". Ihre Größe ist bei den VHF wichtig, da sie oft allein die Kreiskapazität bilden. Unangenehmer ist die Rückkopplungskapazität zwischen Ein- und Ausgang der Röhre ($c_{g/a}$ bei KB-Stufen, $c_{a/k}$ bei GB-Stufen). Um eine Selbsterregung der Stufe über die Rückkopplungskapazität zu verhindern, muß sie gegebenenfalls neutralisiert werden. Die Tabelle gibt einen Überblick über gebräuchliche VHF-Trioden. Aus den bisherigen Erkenntnissen läßt sich das Ersatzschaltbild der Elektronenröhre bei VHF gewinnen (Bild 2). Hierbei sind die Induktivitäten der Elektrodenzuleitungen als vernachlässigbar klein fortgelassen. Diese Vernachlässigung trifft nicht immer zu. Besonders die Induktivität der Katodenzuleitung wirkt sich in Katodenbasisstufen als Gegenkopplung aus, die den Eingangswiderstand der Stufe herabsetzt. Um diesem unerwünschten Effekt zu begegnen, weisen einige Röhren zwei Katodenanschlüsse auf (Beispiel: ECC 84) [4].

## Der äquivalente Rauschwiderstand der Elektronenröhre

In der HF-Technik ordnet man jeder Elektronenröhre einen fiktiven Widerstand im Eingang zu, der bei Zimmertemperatur die

**Tabelle: Wichtige Größen von VHF-Empfängerröhren**

| Röhre | $c_{g/k}$ pF | $c_{a/k}$ pF | $c_{g/a}$ pF | $r_{ae}$ Ω | $r_{elek}$[1]) kΩ | S mA/V |
|---|---|---|---|---|---|---|
| EC 86 | 2,0 | 0,2 | 3,6 | 230 | 2 | 14,0 |
| EC 88 | 3,8 | 0,06 | 1,2 | 240 | | 13,5 |
| EC 92 | 2,5 | 0,55 | 1,8 | 500 | 8 | 5,6 |
| PC 96 | 2,7 | 0,3 | 1,8 | 400 | | 7,2 |
| ECC 81 | 2,5 | 0,45 | 1,7 | 500 | 8 | 5,5 |
| ECC 84 | 2,3 | 0,45 | 1,2 | 600 | 16 | 6,0 |
| ECC 85 | 3,0 | 0,18 | 1,5 | 500 | 6 | 6,2 |
| ECC 86 | 3,0 | 1,8 | 1,3 | 1000 | | 2,6 |
| ECC 88 | 3,3 | 1,8 | 1,4 | 300 | 32 | 12,5 |
| FCC 189 | 3,5 | 1,7 | 1,9 | | | 12,5 |

[1]) Bei 100 MHz

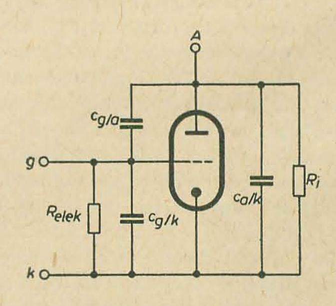



**Bild 2: Ersatzschaltbild der Empfängerröhre bei VHF (die Zuleitungsinduktivitäten sind im Bild als vernachlässigbar klein fortgelassen)**

---

[1]) Auf den durch die Elektronenlaufzeit bedingten elektronischen Eingangswiderstand haben schaltungstechnische Maßnahmen keinen Einfluß, aber sie können sich auf Verlust- bzw. Gegenkopplungswiderstände auswirken und beeinflussen somit den VHF-Eingangswiderstand der Röhre.

gleiche Rauschleistung erzeugt wie die (rauschende) Elektronenröhre (Bild 3). In dieser Betrachtung ist die Röhre selbst rauschfrei. Die in jedem Widerstand — auch im äquivalenten Rauschwiderstand — entstehende Rauschleistung folgt der bekannten Nyquistbeziehung

$$N_R = 4 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f \quad (1)$$

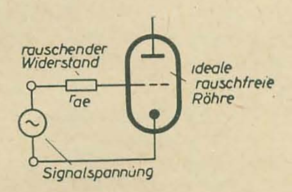



**Bild 3: Die Rauscheigenschaften der Elektronenröhre werden von einem „äquivalenten Rauschwiderstand" dargestellt, der im Gitterkreis liegt**

Hierin sind k die Boltzmannsche Konstante $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Ws · °K$^{-1}$,
T die Temperatur des Widerstandes in °K und
$\Delta f$ die Bandbreite des Empfängers in Hz.

Die Ursachen für das Röhrenrauschen sind beim hier interessierenden Frequenzbereich vor allem im Schroteffekt zu suchen: Die Zahl der Elektronen im Anodenstrom ist auch bei anscheinend konstantem Strom niemals konstant. Diese winzigen Schwankungen können nach entsprechend großer Verstärkung als „Rauschen" hörbar gemacht werden. Die größte Verstärkung liegt bei jedem Empfänger hinter dem Eingang der ersten Röhre. Deshalb sind die Rauscheigenschaften der ersten Stufe von besonderem Interesse.

Für Trioden (als Verstärker) kann der äquivalente Rauschwiderstand näherungsweise durch die Beziehung

$$r_{ae} = \frac{2{,}5}{S} \quad (2)$$

bestimmt werden [5]. So ergibt sich für die Röhre ECC 81 mit $S = 5{,}5 \cdot 10^{-3}$ A · V$^{-1}$ ein $r_{ae}$ von 455 Ω, was mit dem in Röhrenbüchern angegebenen Wert von 500 Ω ziemlich gut übereinstimmt.

Bei Pentoden tritt zusätzlich noch ein sogenanntes Stromverteilungsrauschen auf, der äquivalente Rauschwiderstand für Pentodenverstärker ist

$$r_{ae} = \frac{2{,}5}{S}\,\frac{I_a}{I_k}\left(1 + 8\,\frac{I_{g2}}{S}\right) \quad (3)$$

Um geringe Rauschwiderstände bei Pentoden zu erhalten, muß der Schirmgitterstrom möglichst klein sein. Dies läßt sich durch spezielle Maßnahmen erreichen (das Schirmgitter wird so gewickelt, daß seine Windungen im „Schatten" der Steuergitterwindungen liegen). In der Rundfunk- und Fernsehempfängertechnik der VHF verwendet man ihres geringeren Rauschens halber heute durchweg Trioden im Eingang.

Ungünstiger ist der äquivalente Rauschwiderstand von Elektronenröhren, die in Mischstufen verwendet werden.

Für Trioden als Mischröhren gilt

$$r_{ae} = \frac{13}{S_{max}} \quad (4)$$

$S_{max}$ ist die maximale Steilheit der Röhrenkennlinie, die von der angelegten Oszillatorspannung erreicht wird[1]). Für Pentoden verschlechtert sich dieser Wert, es gilt für Pentodenmischstufen

$$r_{ae} \approx \frac{I_a}{I_k}\left(\frac{4}{S_c} + \frac{20 \cdot I_{g2}}{S_c^2}\right) \quad (5)$$

$S_c$ ist hierin die sogenannte Misch- oder Konversionssteilheit der Röhre, die nicht mit der statischen Steilheit verwechselt werden darf.

Während die Kenntnis des äquivalenten Rauschwiderstandes die Berechnung der Rauscheigenschaften der Röhre bei mittleren und hohen Frequenzen gestattet, ist sie allein noch nicht ausreichend für Rechnungen im Bereich der Meterwellen. Bild 4 gibt eine Ersatzschaltung für die rauschende Röhre bei VHF. $r_{elek}$ ist darin wieder der elektronische Eingangswiderstand, bei dem zu berücksichtigen ist, daß er bei ungefähr 1,4 $T_k$ „rauscht".

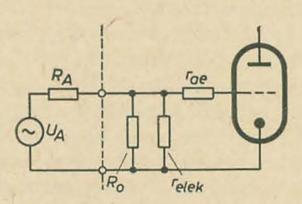



**Bild 4: Komplettes Ersatzschaltbild der rauschenden Röhre bei VHF mit ihrem Generator. An den Trennstellen zwischen Generator und Röhre kann zur Anpassung ein Eingangsübertrager eingefügt werden**

Für praktische Berechnungen sind für seine Temperatur etwa 1400 °K einzusetzen. $R_0$ ist der Resonanzwiderstand des Eingangsschwingungskreises. Aber selbst unter Berücksichtigung aller Komponenten im Bild 4 ist die Berechnung des Rauschens einer VHF-Eingangsschaltung noch ungenau, bedingt durch unterschiedliche Antennenankopplung, Verlustwiderstände, unerwünschte Gegenkopplungen (beispielsweise in der KB-Schaltung infolge der Katodeninduktivität), unterschiedliche Bandbreite usw. Es ist erwünscht, andere Wege bei Berechnung und Messung der Rauscheigenschaften eines VHF-Empfängers zu gehen.

## Die Rauschzahl und die Rauschanpassung

Es wurde bereits darauf hingewiesen, daß die Antenne an den Eingangswiderstand des Empfängers angepaßt arbeiten muß. Bezeichnet man mit $R_A$ den Fußpunktwiderstand der Antenne, so muß

$$R_A = R_0 \,||\, r_{elek} \quad (6)$$

sein (Bezeichnungen der Widerstände siehe Bild 4). Ist diese Bedingung erfüllt, wird nach den Zweipolgesetzen die größtmögliche Leistung vom Generator (Antenne) zum Verbraucher (Empfänger) übertragen. Interessanterweise ist bei dieser sogenannten Leistungsanpassung nicht das beste Signal/Rauschverhältnis vorhanden.

Ausgehend von der Nyquistgleichung (1) gibt man die Rauscheigenschaften eines Empfängers in sogenannten k · T-Zahlen an. Da in (1) k und T unabhängig von den elektrischen Eigenschaften des Empfängers sind, ist die Rauschleistung stets ein Vielfaches von k · T. Weiterhin ergibt der Quotient der Signal/Rauschverhältnisse einige weitere Schlußfolgerungen. Es ist nach Fränz (6) die Rauschzahl

$$F = \frac{P_1/N_1}{P_2/N_2} \quad (7)$$

bzw.

$$F = \frac{N_2 \cdot P_1/P_2}{N_1} \quad (7a)$$

(P kennzeichnet die Signalleistungen, N die Rauschleistungen; die Indici 1 und 2 weisen, wie allgemein üblich, auf Ein- und Ausgang des betrachteten Vierpols hin, siehe dazu auch Bild 5). Im Idealfall trägt der Vierpol nicht zum Rauschen bei, an seinem Ausgang ist dann nur ein vom Generator herrührendes Rauschen vorhanden. In diesem Fall wäre $F = 1$ (theoretischer Bestwert). Da in der Praxis rauschfreie Vierpole nicht existieren, ist $F > 1$. Um nur die Rauscheigenschaften des Vierpols zu erfassen, wurde die sogenannte Zusatzrauschzahl $F_z$ eingeführt. Es ist

$$F_z = F - 1 \quad (8)$$

Da die Rauschzahl die je Hertz Bandbreite vorhandene Rauschleistung kennzeichnet, erlaubt sie einen unmittelbaren Vergleich der verschiedenen Empfänger untereinander.

Die Berechnung der Anpassung für das günstigste Signal/Rauschverhältnis — der sogenannten Rauschanpassung — ist recht kompliziert [7] [8]. Zusammengefaßt ergibt sich, daß die Rauschanpassung vom Verhältnis $r_{ae}/r_{elek} \,||\, R_0$ abhängt. Kennzeichnet man dieses Verhältnis mit $\alpha$, so kann man aus dem Diagramm im Bild 6 das günstigste Verhältnis

$$x = \frac{r_{elek} \,||\, R_0}{R_A}$$

ablesen [9].

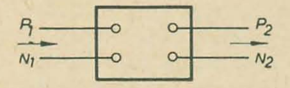



**Bild 5: Rauschender Vierpol (zur Definition der Rauschzahl)**

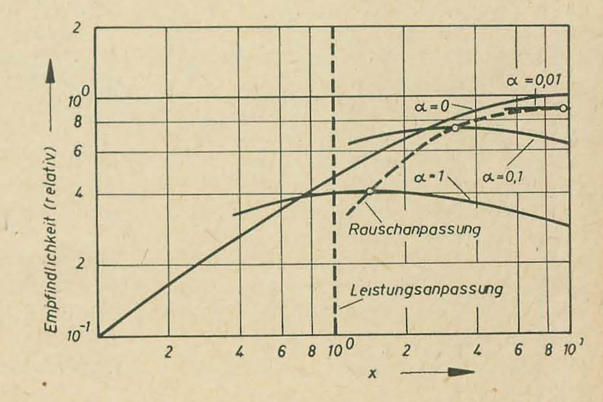



**Bild 6: Empfindlichkeit für verschiedene α in Abhängigkeit des Verhältnisses x (nach [9])**

[1]) Die Vorgänge in der Mischstufe werden in einem gesonderten Beitrag behandelt.

Der Wert 1 dieses Verhältnisses kennzeichnet die Leistungsanpassung. Bezeichnet man dieses Verhältnis — den Übersetzungsfaktor — mit x, so gilt

$$x_{opt} = \sqrt{\frac{1+\alpha}{\alpha}} \qquad (9)$$

Daraus ist leicht ersichtlich, daß sich bei großen Werten von $\alpha$ die Rauschanpassung der Leistungsanpassung nähert [9].
Die Rauschanpassung läßt sich in der Praxis leicht herstellen durch den Eingangsübertrager, der die Energieleitung (die Antenne) an den Röhreneingang koppelt. Dabei bildet man die Sekundärseite des Übertragers als auf die Empfangsfrequenz abgestimmten Schwingkreis aus. Sein Resonanzwiderstand muß möglichst groß gegenüber $r_{elek}$ sein, um die Rauscheigenschaften der Schaltung nicht zu verschlechtern (bei großem $R_0$ hängt $\alpha$ allein von den röhrenbedingten Größen $r_{elek}$ und $r_{ae}$ ab). Zwischen der Rauschzahl eines Empfängers und der am Gitter der ersten Röhre wirksam werdenden Rauschspannung gilt für den Fall der Leistungsanpassung

$$U_{e,r} = \sqrt{F \cdot \Delta f \cdot R_A \cdot x \cdot 4{,}04 \cdot 10^{-21}} \qquad (10)$$

Da die Rauschanpassung meist in der Nähe der Leistungsanpassung liegt, kann man Gleichung (10) auch bei Rauschanpassung verwenden, ohne große Fehler zu begehen. Man kann so bei Kenntnis der Rauschzahl anhand der Bandbreite die für ein bestimmtes Signal/Rauschverhältnis notwendige Signalspannung am Gitter der ersten Röhre berechnen. Mit dem Übersetzungsfaktor des Eingangsübertragers und der Dämpfung der Energieleitung erhält man dann die erforderliche Minimalspannung, die die Antenne liefern muß.

### Zusammenfassung

Bei den Meterwellen kann die Eingangsröhre des Empfängers gitterseitig nicht mehr als hochohmiger Widerstand betrachtet werden, vielmehr bewirkt die endliche Elektronenlaufzeit einen relativ niedrigen „elektronischen Eingangswiderstand" der Röhre. Dieser Widerstand liegt parallel zu dem Resonanzwiderstand des Eingangsschwingkreises. An diese Parallelschaltung muß die Antenne angepaßt werden.
Die Rauscheigenschaften der Eingangsröhre hängen vom sogenannten äquivalenten Rauschwiderstand der Röhre ab, der bei Mehrgitterröhren und bei Mischröhren besonders groß ist. Um die Rauscheigenschaften einer Röhre bzw. einer Schaltung zu beschreiben, wird die pro Hertz Bandbreite bezogene Rauschzahl (nach Fränz) bzw. Zusatzrauschzahl eingeführt.
Die Anpassung der Antenne an den Empfänger auf optimale Leistung ($R_i = R_a$) ergibt nicht das günstigste Signal/Rauschverhältnis. Dieser Zustand wird durch die „Rauschanpassung" gekennzeichnet und hängt vom Verhältnis äquivalenter Rauschwiderstand/elektronischer Eingangswiderstand der Röhre ab.
In der vereinfachten Darstellung wurden sämtliche Widerstände als reell angenommen, was bei Abstimmung des Eingangskreises auf die Empfangsfrequenz zulässig ist.

### Literatur

[1] Streng: Dipole und Dipolgruppen; radio und fernsehen 8 (1960) S. 233 ··· 236
[2] Streng: Antennenenergieleitungen für VHF und UHF; radio und fernsehen 17 (1960) S. 550 ··· 553
[3] Streng: Spezielle Probleme von Meterwellensendern; radio und fernsehen 14 u. 15 (1962) S. 427 ··· 429 u. 471/472
[4] Barkhausen: Elektronen-Röhren 2. Band: Verstärker; S. Hirzel-Verlag Leipzig 1954
[5] Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, II. Band; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH Berlin-Borsigwalde 1953
[6] Fränz: Über die Empfindlichkeitsgrenze beim Empfang elektrischer Wellen und ihre Erreichbarkeit; Elektrische Nachrichtentechnik 1939, S. 92 ··· 96
[7] Rothe: Die Grenzempfindlichkeit gittergesteuerter Röhren; Elektronenphysik in Einzelberichten; Franzis-Verlag München 1953
[8] Verschiedene Autoren: Theorie rauschender Vierpole und deren Anwendung; Elektronenröhren-Physik in Einzelberichten, neue Folge, Heft 2; Franzis-Verlag München 1956
[9] Pitsch: Lehrbuch der Funkempfangstechnik; Geest & Portig KG Leipzig 1950

# Ein Universalfernsehservicegerät in Bausteinweise II

*NORBERT PUDOLLEK*

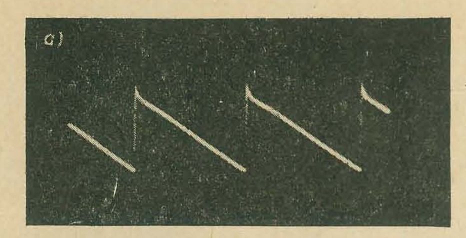
## Bauanleitung für den Oszillografenbaustein   Teil 2 und Schluß

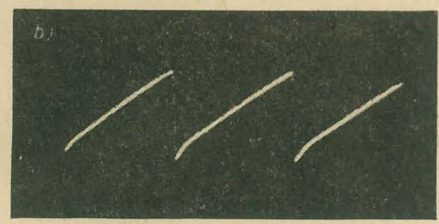
### Kippteil

Für die Zeitablenkung des Elektronenstrahles wurde eine EF 80 in Transitron-Miller-Schaltung verwendet. Der Kippgenerator soll eine Sägezahnspannung mit linearem Anstieg und kurzem Rücklauf erzeugen. Die Kippfrequenz muß sich mit dem Meßvorgang leicht synchronisieren lassen, damit stillstehende Oszillogramme eingestellt werden können.
Zur Gewährleistung einer guten Synchronisation ist ein spezieller Synchronisierverstärker mit $Rö_{4I}$, einem System einer ECC 85, vorgesehen. Diese Stufe ist als Breitbandverstärker ausgelegt und dient gleichzeitig zur Entkopplung von Meß- und Kippvorgang. Die Synchronisation könnte zu einem Verschleifen des Oszillogrammes führen. $P_3$ ist ein Potentiometer mit gekuppeltem Ausschalter. Dadurch erübrigt sich ein zusätzlicher Umschalter für die Auswahl der Synchronisationsart.
Bei Eigensynchronisation ist $S_2$ geschlossen, so daß über $C_{29}$ und dem Entkoppelglied $R_{24}$, $C_{22}$ aus dem Meßverstärker eine Synchronisationsspannung entnommen wird. $Bu_2$ ist die Eingangsbuchse für die Fremdsynchronisation, die beim Einführen eines Steckers die Verbindung zum Meßverstärker unterbricht. Für die Netzsynchronisation verbleibt $P_3$ am linken Anschlag. In diesem Falle ist $S_2$ geöffnet. Am kalten Ende des Reglers wird nun über $C_{30}$ die Wechselspannung des Heizkreises eingespeist. $R_{31}$ wird dann als Gitterableitwiderstand wirksam. Die verstärkte Synchronisierspannung gelangt über das Entkoppelglied $R_{35}$, $C_{32}$ an das Schirmgitter des Kippgenerators.
Die Wirkungsweise des Generators beruht auf einer Umladung der Kondensatoren zwischen Gitter und Anode sowie Schirm- und Bremsgitter. Einmal wird dabei das Bremsgitter negativ, so daß der gesamte Katodenstrom vom Schirmgitter übernommen wird (Stromübernahmebereich), zum anderen wird dadurch das Steuergitter negativ und verriegelt den Katodenstrom bis der im Moment eingeschaltete Kondensator $C_{40} \cdots C_{45}$ über $R_{42}$, $P_5$ wieder entladen ist. In dieser Zeit erfolgt der Anstieg der Sägezahnspannung.
Mit $P_5$ läßt sich die Kippfrequenz fein und mit $S_3$ grob einstellen. Folgende Einstellungen sind vorgesehen:

| Schalterstellung | Frequenz | Y-Verstärkung |
|---|---|---|
| 1 | 23 ··· 135 Hz | 1:1 |
| 2 | 107 ··· 605 Hz | 1:1 |
| 3 | 300 ··· 1650 Hz | 1:1 |
| 4 | 1,25 ··· 6,35 kHz | 1:1 |
| 5 | 5,0 ··· 28 kHz | 1:1 |
| 6 | 17 ··· 100 kHz | 1:1 |
| 7 | Als Horizontalverstärker | 1:1 |
| 8 | für Wobbelzwecke | 1:2 |

Die Kippspannung wird am Anodenwiderstand, der sich aus dem Regler für die Amplitude der Horizontalablenkung $P_4$ und $R_{37}$ zusammensetzt, abgenommen.



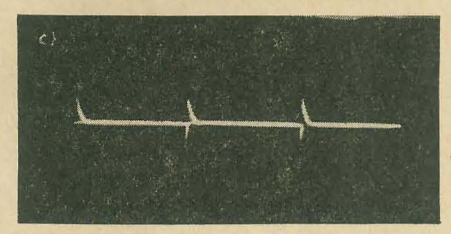




**Bild 7: Oszillogramme aus dem Kippteil a) Spannung an der Generatoranode, b) Spannung am Symmetrierverstärkerausgang bei richtiger Einstellung von $C_{49}$, c) Austastspannung für die Rücklaufverdunklung**

Die EF 80 in Transitron-Miller-Schaltung erzeugt bei 250 V Anodenspannung eine Sägezahnspannung von 190 $V_{ss}$, die zur Auslenkung über den gesamten Bildschirm nicht ausreicht. Daher wird mit dem zweiten System der ECC 85 ($Rö_{4II}$) eine zusätzliche Verstärkung und Symmetrierung der Ablenkspannung vorgenommen. Über den Spannungsteiler $R_{43}$, $C_{49}$ mit $R_{44}$ wird dem Gitter des stark gegengekoppelten Symmetrieverstärkers eine entsprechende Kippspannung zugeführt. Die Zeitplatten der Elektronenstrahlröhre sind über $C_{51}$ und $C_{52}$ gleichstromfrei mit dem Kippteil verbunden. Auf eine horizontale Verschiebung des Oszillogrammes konnte im Gegensatz zur Y-Ablenkung verzichtet werden.

In den Schaltstellungen 7 und 8 des Kippfrequenzumschalters $S_3$ läßt sich das Kippteil als Horizontalverstärker verwenden. Dabei wird der Generator zum RC-Verstärker, indem mit $C_{39}$ das Schirmgitter wechselstrommäßig geerdet wird. Der Gitterkreis mit $R_{42}$, $P_5$ wird nach der Betriebsspannung hin unterbrochen. Die EF 80 erhält nun über $S_3$ und $R_{41}$ eine negative Gittervorspannung von 3,2 V. Der Horizontalverstärker wird speziell für die Abbildung von Resonanzkurven benötigt. Der Wobbelbaustein liefert eine sinusförmige 50-Hz-Ablenkspannung, die über C 46 an den Verstärker gelangt.

Die erwähnte Umschaltung des Verstärkungsfaktors im Y-Verstärker geschieht ebenfalls mit $S_3$. In den Schalterstellungen 1 ··· 7 wird ein Teil des Arbeitswiderstandes von $Rö_{2II}$ mit $C_{47}$ bzw. $C_{48}$ überbrückt. Das entspricht dem Normalbetrieb, während in Schalterstellung 8 $R_{19}$ unüberbrückt bleibt, wodurch die Verstärkung verdoppelt wird.

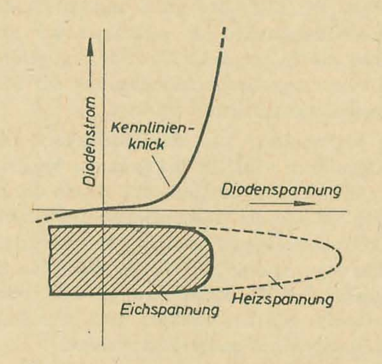
## Anzeigeteil

Die als Sichtrohr verwendete Röhre B 7 S 1 wird mit einer Anodenspannung von 700 V betrieben. Mit dieser Spannung kann noch ein günstiges Verhältnis von Ablenkempfindlichkeit zu Punktschärfe erzielt werden. Die Anodenspannung setzt sich aus einer im Netzteilbaustein erzeugten negativen Spannung von 500 V und der Betriebsspannung des Meßverstärkers zusammen. In üblicher Weise liegt auch hier die Bildröhrenkatode an der Hochspannung, so daß die zulässige Spannung zwischen Heizfaden und Katode überschritten wird. Es macht sich eine separate, gut isolierte Heizwicklung erforderlich, die lediglich über $C_{56}$ mit dem Chassis verbunden ist. Der Heizfaden erhält, um Aufladungen zu vermeiden, Katodenpotential über $R_{57}$. Die Betriebsspannungen für die einzelnen Elektroden werden am Spannungsteiler $R_{59}$, $P_6$, $R_{60}$ und $P_7$ abgegriffen. $P_7$ ist der Helligkeitsregler und $P_6$ dient zur Einstellung der Bildschärfe. Mit $R_{58}$ wird eine Überlastung der Bildröhre verhindert. Der Spannungsteiler $R_{50}$, $R_{53}$ sorgt für die richtige Spannung an der Anode, die über $C_{54}$ geerdet ist. Die Ablenkplatten erhalten über 1-MΩ-Widerstände Anodenpotential.

Für die Dunkeltastung des Strahlrücklaufes bei der Zeitablenkung werden dem Bremsgitter des Kippgenerators Spannungsimpulse entnommen. Der Bremsgitterableitwiderstand ist angezapft, so daß dem Wehneltzylinder der Bildröhre Austastimpulse von 20 $V_{ss}$ über $C_{53}$ zugeführt werden. $D_1$ sorgt für einen konstanten Spannungspegel.

Die Oszillogramme im Bild 7 zeigen den Verlauf der Kippspannung an den Ablenkplatten und die Austastspannung am Wehneltzylinder bei einer Kippfrequenz von 16 kHz.

Über $C_{53}$ kann der Elektronenstrahl unabhängig von der Rücklaufverdunklung zusätzlich helligkeitsmoduliert werden. Dazu ist $Bu_6$ vorgesehen, die von der Rückseite des Gerätes zugänglich ist.




▲ **Bild 8: Teil einer Diodenkennlinie zur Erzeugung der Eichspannung**

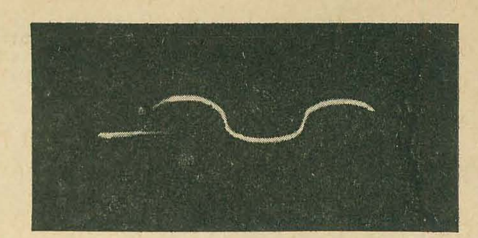
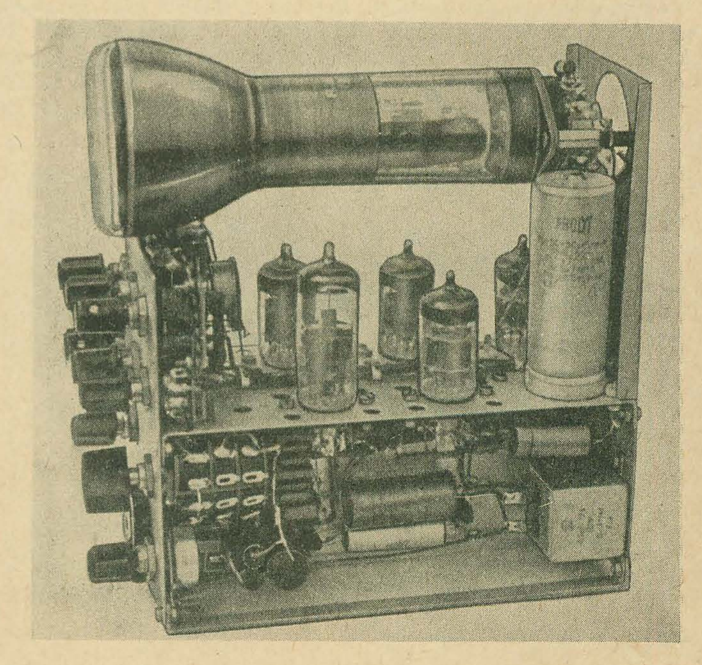


**Bild 9: Oszillogramm der Eichspannung**

## Erzeugung der Eichspannung

Der Oszillografenbaustein liefert eine definierte Wechselspannung für die Eichung des Meßverstärkers. Dazu wird über $R_{61}$ die Sinusspannung des Heizkreises an die gegensinnig gepolten Dioden $D_2$ und $D_3$ geführt und beiderseitig begrenzt. Da die Dioden keinerlei Vorspannung erhalten, ist die Amplitude der begrenzten Spannung weitgehend von den Eigenschaften der Dioden abhängig, deren Arbeitspunkte unterhalb des Kennlinienknickes liegen. So ändert sich bei 10% Netzspannungsschwankung die Eichspannung nur noch um 3%.

Im Bild 8 ist der hierbei interessierende Teil einer Diodenkennlinie dargestellt, der die Wirkungsweise der Begrenzerschaltung veranschaulicht. Diese Schaltung liefert eine Spitzenspannung von etwa 400 mV. Den Verlauf läßt das Oszillogramm im Bild 9 erkennen. Die Eichspannung gelangt über den Regelwiderstand $R_{62}$ an den Spannungsteiler $R_{63}$, $R_{64}$. Der Teiler bewirkt, daß bei entsprechender Einstellung des Reglers an $Bu_5$ eine Spitzenspannung von 300 mV und an $Bu_4$ eine von 100 mV zur Verfügung steht. Diese Buchsen sind direkt neben dem Meßverstärkereingang angeordnet.



▶ **Bild 10: Seitenansicht des Oszillografenbausteines**

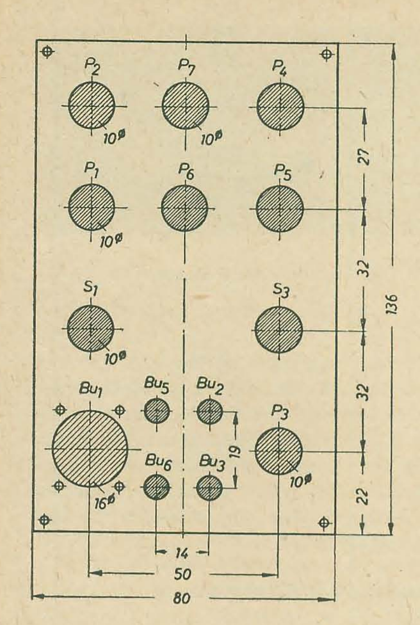
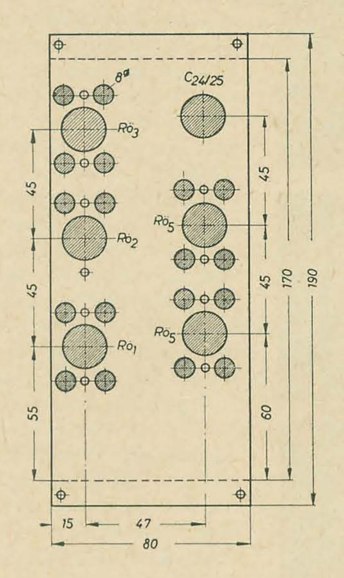
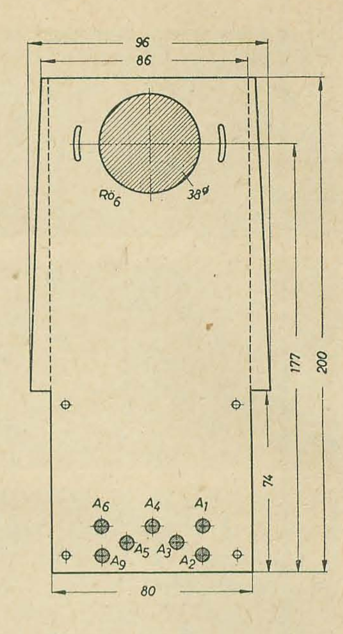



**Bild 11: Anordnung der Einzelteile auf der Frontplatte** ◄




► **Bild 12: Abmessungen der Chassisplatte und Rückwand**

## Mechanischer Aufbau

Der Oszillografenbaustein besteht im wesentlichen aus drei Blechteilen, nämlich Frontplatte, Chassis und Rückwand. Die Seitenansicht des Oszillografen, die im Bild 10 gezeigt wird, läßt den Zusammenbau dieser Teile erkennen. Um die Stabilität des Bausteines zu erhöhen, werden Frontplatte und Rückwand durch zwei zusätzliche Blechstreben verbunden. Sämtliche Bedienungsorgane wie Schalter, Potentiometer und Buchsen sind an der 1,5 mm starken Frontplatte befestigt. Den Helligkeitsregler $P_7$ trägt eine Blechplatte, die mit vier Schrauben an $P_4$ montiert ist. Die Anordnung der Bedienungsorgane auf der Frontplatte zeigt Bild 11, während die Abmessungen für Chassis und Rückwand den Skizzen im Bild 12 zu entnehmen sind.

Auf der Chassisplatte befinden sich die Röhren von Meßverstärker und Kippteil sowie der Doppelelko $C_{24}/_{25}$. Beide Geräteteile sind durch eine 0,5 mm starke Stahl- oder Messingplatte gegeneinander abgeschirmt. Die Trennwand ergibt außerdem zusätzlichen Raum für die Unterbringung von Bauelementen. Im Interesse einer guten Wärmeableitung sind um die Röhrenfassungen herum Bohrungen im Chassis angebracht, so daß sich eine gute Luftzirkulation einstellen kann.

Die Elektronenstrahlröhre ist lediglich in der Röhrenfassung, die mit Abstandsrollen an der Rückwand montiert ist, befestigt. Der Ausschnitt in der Frontplatte des Servicegerätes in Verbindung mit Blende verleiht der Bildröhre einen festen Halt. Es empfiehlt sich, die Röhrenfassung der Bildröhre auf Langlöcher zu schrauben, damit die Zeitachse genau waagerecht eingestellt werden kann. Hinter der Röhrenfassung befindet sich ein kreisrunder Ausschnitt. Dadurch werden alle Anschlüsse der Bildröhre leicht zugänglich. Die 1-MΩ-Widerstände der Ablenkplatten sind ebenso wie $R_{57}$ an die Röhrenfassung gelötet. Auf eine magnetische Abschirmung der Bildröhre konnte verzichtet werden.

Die Verwendung von anschraubbaren Lötstützpunkten wird für die gesamte Verdrahtung dringend empfohlen. Auf Grund der geringen räumlichen Abmessungen des Universalfernsehservicegerätes wird eine verhältnismäßig enge Anordnung der Bauelemente, die weitgehend Miniaturausführungen sein sollen, notwendig. Die Verdrahtung muß sehr stabil und übersichtlich ausgeführt werden.

Bild 13 zeigt die Anordnung der Bauelemente des Kippgenerators. Die Kondensatoren $C_{33}$ bis $C_{38}$ und $C_{40} \cdots C_{45}$ sind am Bereichsschalter $S_3$ befestigt. Die Schaltkapazitäten der Generatorteile verlängern den Rücklauf der Kippspannung. Daher sollten sie durch kurze Verbindungen klein gehalten werden. $C_{39}$ wurde direkt an die Trennwand gelötet. An der Rückwand des Oszillografenbausteines erkennen wir $C_{57}$, den Siebkondensator für die Hochspannung.

Die Verdrahtung des Meßverstärkers zeigt Bild 14. Der Verstärkungsregler $P_1$ sowie $C_{10}$ befinden sich oberhalb des Chassis. Sämtliche Anoden- und Gitterleitungen sind so kurz und kapazitätsarm wie möglich zu verlegen. Das gleiche gilt für die Anschlußleitungen zu den Ablenkplatten der Bildröhre. Im linken Teil des Verstärkers erkennt man den Elektrolytkondensator $C_9$, der auf einem Montagewinkel befestigt ist. Die Kondensatoren für die Anhebung der tiefen Frequenzen sind ebenfalls erdseitig an die Trennwand gelötet, während

**Tabelle II: Wickeldaten der Kompensationsspulen**

| Spule | Induktivität | Windungen | Draht |
|---|---|---|---|
| $L_1$ | 25 μH | 150 | 0,12 Cul kc |
| $L_2$ | 15 μH | 110 | 0,12 Cul kc |
| $L_3$ | 25 μH | 150 | 0,12 Cul kc |
| $L_4$ | 55 μH | 200 | 0,12 Cul kc |
| $L_5$ | 55 μH | 200 | 0,12 Cul kc |

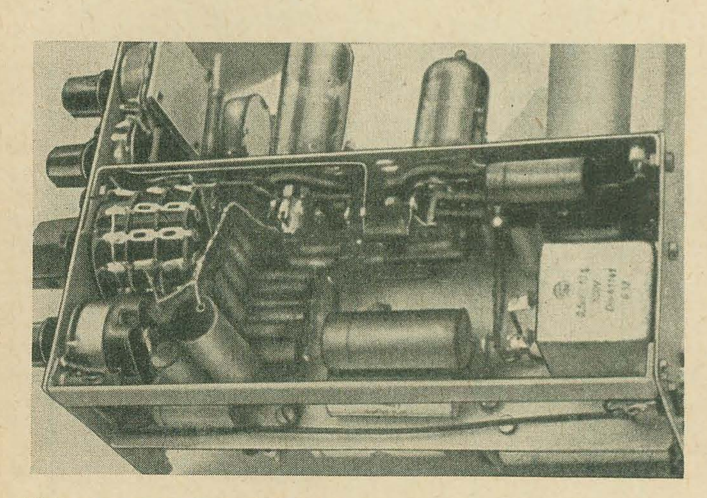


**Bild 13: Verdrahtung des Kippteiles**

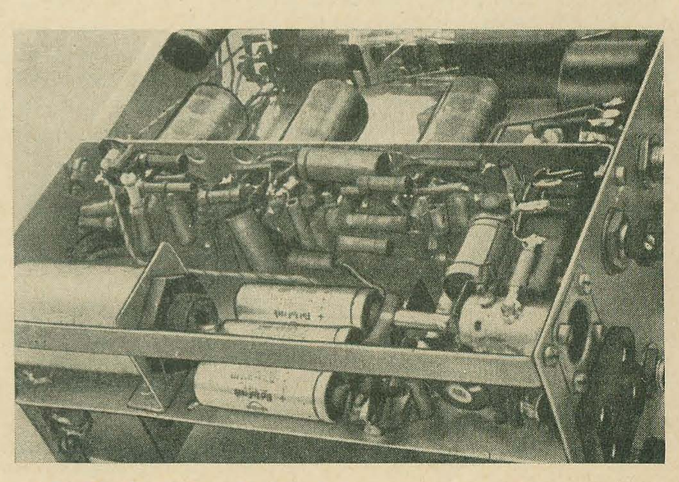


**Bild 14: Verdrahtung des Meßverstärkers**

die spannungsführenden Seiten kurz an Lötstützpunkten befestigt sind.
Die Kompensationsspulen $L_1 \cdots L_5$ sind als eisenlose Spulen auf Hochohmwiderstände 1 MΩ/0,1 W gewickelt. Die Wickeldaten dieser Spulen sind der Tabelle II zu entnehmen. Selbstverständlich können diese Daten nur als Richtwerte benutzt werden. Die genauen Induktivitätswerte richten sich nach den auftretenden Schaltkapazitäten.
Die Bauelemente zum Erzeugen der Eichspannung befinden sich unmittelbar an $Bu_4$ und $Bu_5$ und sind von der Unterseite des Gerätes zugänglich. Im Bild 14 ist der Einstellregler $R_{62}$ unterhalb der Abschirmbuchse $Bu_1$ zu sehen.

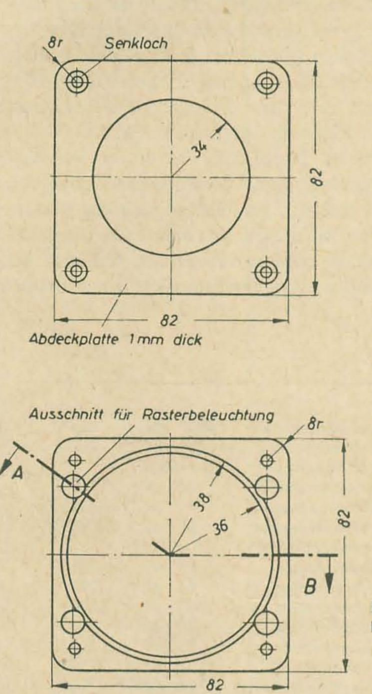



**Bild 15: Abmessungen der Teile für die Blende vor der Elektronenstrahlröhre**

Im unteren Drittel der Rückwand sind isolierte Durchführungslötfahnen als Anschlußpunkte für die Zuführung der Betriebsspannungen angebracht. Beim Verdrahten der Röhrenheizungen werden beide Leitungen verdrillt durchgezogen. Der Heizkreis wird nur an einer einzigen Stelle des Servicegerätes geerdet, damit Chassisströme ausbleiben, die zu starken Brummerscheinungen im Meßverstärker führen können.
Der Bildröhrenausschnitt auf der Frontplatte des Servicegerätes ist durch eine quadratische Blende verkleidet (Bild 1). Diese Blende nach Bild 15 aus 6-mm-Alu-Blech gefertigt, enthält Vertiefungen für die Aufnahme von Rasterscheiben, die sich leicht durch den Einbau von vier Miniaturlämpchen beleuchten lassen. Bild 16 zeigt die vollständige Blende mit Lämpchen für die Rasterbeleuchtung.
Als Rasterscheiben haben sich Ausführungen nach Bild 17 gut bewährt. Diese Scheiben lassen sich aus 0,5 ··· 1,0 mm starken Zelluloid oder Plexiglas herstellen. Die Raster werden mit einer Reißnadel eingraviert und mit schwarzer Farbe ausgelegt. Das entsprechende Maßgitter wird mit der Abdeckplatte nach Bild 15 festgehalten.
Bild 18 zeigt einen Schnitt durch den Spannungsteilertastkopf. Die Meßspitze (Teil a) ist ein 4-mm-Steckerstift, der in ein gedrehtes Isolierteil (b) aus Trolitul geschraubt ist. Auf der Gegenseite des Tastkopfes befindet sich ein weiterer Drehteil (c) aus Aluminium, in dem das abgeschirmte Kabel durch eine Schraube abgefangen ist. Zwischen den Drehteilen befinden sich Teilerwiderstand und Trimmer. Der Trimmer soll auch nach dem Überschieben des Abschirmrohres (d) von außen zugängig sein.
Als Verbindungsleitung zwischen Tastkopf und Oszillograf wird ein besonders kapazitätsarmes 150-Ω-Kabel verwendet, wobei Kapazitätswerte von 30 pF/m noch vertretbar sind. Es empfiehlt sich, das Kabel nicht wesentlich länger als 1 m zu machen, um die kapazitive Last in erträglichen Grenzen zu halten.
Die Abschirmung des Kabels wird über eine Lötfahne mit dem Abschirmrohr (d) verbunden.

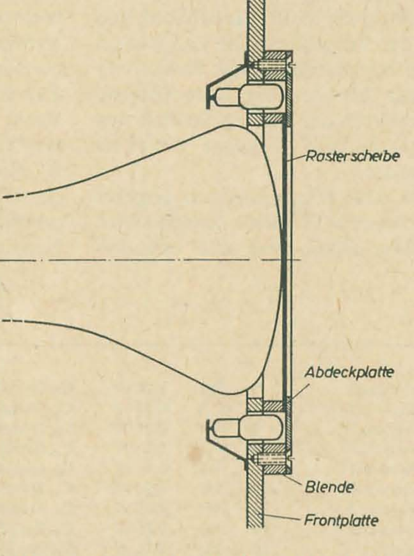



**Bild 16: Schnitt durch die vollständige Blende mit Rasterbeleuchtung**

## Inbetriebnahme und Abgleich

Die erforderlichen Spannungen für die Inbetriebnahme des Oszillografenbausteines sind dem Stromlaufplan im Bild 5 zu entnehmen. Sämtliche Spannungen werden vom Netzteilbaustein, der in der Fortsetzung beschrieben wird, geliefert.

**Tabelle III: Wickeldaten des Netztransformators**

| Anschluß | Spannung | Windungen | Draht |
|---|---|---|---|
| 1—2 | 220 V | 1050 | 0,35 Cul |
| 3—4 | 6,3 V | 36 | 0,85 Cul |
| 5—6 | 250 V | 1400 | 0,19 Cul |
| 6—7 | 250 V | 1400 | 0,19 Cul |
| 7—8 | 250 V | 1400 | 0,06 Cul |
| 9—10 | 4 V | | 0,65 Cul |
| Blechpaket M 85, wechselseitig geschichtet | | | |

Als Ergänzung wird ein separates Netzteil für den Oszillografenbaustein mit der Schaltung im Bild 19 angeführt. Für den Fall, daß der Oszillograf als ein in sich abgeschlossenes Gerät betrieben werden soll, wird das Potentiometer für die Helligkeitsregelung ($P_7$) in einer Ausführung mit gekuppeltem Netzschalter verwendet. Die Wickeldaten des Netztransformators enthält Tabelle III.
Beim Einbau eines Netzteiles ist auf eine gute magnetische Entkopplung von Netztransformator und Bildröhre zu achten!
Nach Kontrolle der Betriebsspannungen werden die Röhren eingesetzt. Bei richtiger Verdrahtung wird dann auf dem Bildschirm eine Nullinie als dünner Strich geschrieben. Bei voll aufgedrehtem Meßverstärker und geerdeter Eingangsbuchse $Bu_1$ darf sich die Nullinie nicht verändern. Andernfalls ist die Siebung der Anodenspannungen und die Erdung des Heizkreises zu überprüfen.
Der Wert eines selbstgebauten Meß- oder Prüfgerätes hängt in großem Maße vom richtigen Abgleich und der sorgfältigen Eichung der kritischen Schaltungsteile ab. Beim Oszillografenbaustein kommt es im wesentlichen auf eine gute Einstellung des Frequenzganges im Meßverstärker an.
Diese Arbeit ist mit einem Rundfunkmeßsender mit konstanter Ausgangsspannung vorzunehmen. Gegebenenfalls ist die Senderspannung mit einem Röhrenvoltmeter zu kontrollieren. Für die Abgleicharbeit wird ein Meßgitter nach Bild 17a sehr nützlich.
Weiterhin empfiehlt sich, die am Bildschirm angezeigte Y-Spannung als Funktion der Fre-

**Bild 17: Drei bewährte Rasterscheiben für die Auswertung von Oszillogrammen**

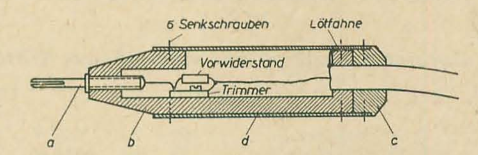



**Bild 18: Schnitt durch den Spannungsteilertastkopf**

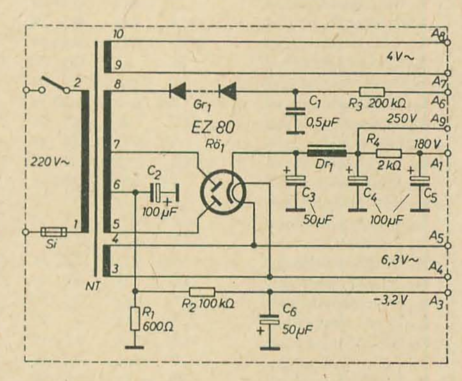
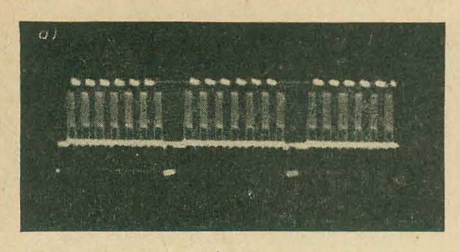
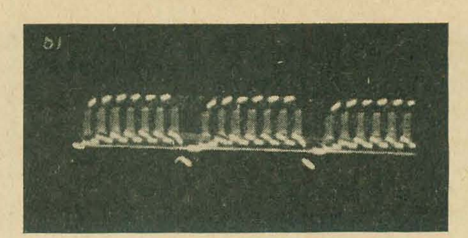



**Bild 19: Schaltung des Netzteiles für den Oszillografenbaustein als Einzelgerät**





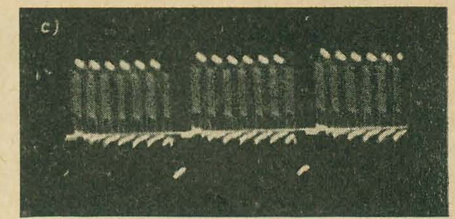


**Bild 20: Abgleich der Spannungsteiler mit Videosignal a) Signal bei richtigem Abgleich b) Anhebung der tiefen Frequenzen bei zu kleinem $C_1$ c) Anhebung der Frequenzen bei zu großem $C_1$**

quenz in ein Kurvenblatt einzutragen, um so ein Bild über den Frequenzgang des Verstärkers zwischen 100 kHz und 10 MHz zu bekommen. Zunächst wird der Abgleich bei voll aufgedrehtem Verstärker durchgeführt. Mit $C_{16}$ wird ein kleiner Teil der Meßspannung auf die vorhergehende Verstärkerstufe rückgekoppelt. Dadurch läßt sich die Verstärkung an der oberen Bandgrenze etwas variieren. Erst, wenn mit $C_{16}$ kein befriedigender Kurvenverlauf einstellbar ist, werden die Kompensationsspulen nachgeglichen.

Die Spannungsteiler für die zweite Endstufe von Meßverstärker und Kippteil werden so eingestellt, daß sich auch im oberen Frequenzbereich eine symmetrische Arbeitsweise ergibt. Dazu wird jeweils die gegenüberliegende Ablenkplatte abgetrennt.

Eine Kontrolle des Frequenzganges im unteren Frequenzbereich dürfte insofern auf Schwierigkeiten stoßen, daß in den seltendsten Fällen ein Generator für Frequenzen unterhalb von 10 Hz zur Verfügung steht. Sie erübrigt sich zumeist, da bei Verwendung der angeführten Bauelemente nur unbedeutende Abweichungen entstehen können. Der Frequenzgang kann auch indirekt aus dem Dachabfall von Rechteckimpulsen mit niedriger Frequenz bestimmt werden.

Der Abgleich des Eingangsspannungsteilers geschieht in zweierlei Hinsicht. Zunächst wird eine 50-Hz-Wechselspannung mit veränderlicher Amplitude an den Oszillografeneingang gelegt. Die Spannung wird mit einem Voltmeter kontrolliert und auf eine bestimmte Höhe auf dem Bildschirm eingestellt. Nach Umschalten von $S_1$ auf 1:10 wird die Eingangsspannung verzehnfacht, so daß die gleiche Anzeige auf dem Bildschirm wieder erreicht wird. Andernfalls ist $R_4$ auszutauschen. Das gleiche geschieht mit den übrigen Teilerbereichen.

Für den Abgleich der Trimmer ist das Videosignal eines Testbildes, das einem Fernsehempfänger entnommen werden kann, geeignet. $S_1$ wird auf 1:1 gestellt, so daß das Videosignal am Bildschirm erscheint. Der Empfängeroszillator wird so eingestellt, daß sich ein brauchbares Oszillogramm ohne Überschwin-

## Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

| Teil | Bezeichnung | Wert | Einheit | Belastung |
|---|---|---|---|---|
| $R_1$ | Schichtwiderstand | 250 | kΩ | 0,25 W |
| $R_2$ | Schichtwiderstand | 20 | kΩ | 0,25 W |
| $R_3$ | Schichtwiderstand | 2 | kΩ | 0,25 W |
| $R_4$ | Schichtwiderstand | 2 | MΩ | 0,5 W |
| $R_5$ | Schichtwiderstand | 2 | MΩ | 0,25 W |
| $R_6$ | Schichtwiderstand | 4 | kΩ | 0,25 W |
| $R_7$ | Schichtwiderstand | 15 | kΩ | 0,5 W |
| $R_8$ | Schichtwiderstand | 600 | Ω | 0,25 W |
| $R_9$ | Schichtwiderstand | 30 | Ω | 0,1 W |
| $R_{10}$ | Schichtwiderstand | 10 | kΩ | 0,5 W |
| $R_{11}$ | Schichtwiderstand | 2,6 | kΩ | 0,25 W |
| $R_{12}$ | Schichtwiderstand | 300 | Ω | 0,1 W |
| $R_{13}$ | Schichtwiderstand | 1 | MΩ | 0,1 W |
| $R_{14}$ | Schichtwiderstand | 300 | Ω | 0,1 W |
| $R_{15}$ | Schichtwiderstand | 3 | kΩ | 0,25 W |
| $R_{16}$ | Schichtwiderstand | 10 | kΩ | 0,5 W |
| $R_{17}$ | Schichtwiderstand | 1 | MΩ | 0,1 W |
| $R_{18}$ | Schichtwiderstand | 3 | kΩ | 0,25 W |
| $R_{19}$ | Schichtwiderstand | 2,6 | kΩ | 0,25 W |
| $R_{20}$ | Schichtwiderstand | 300 | Ω | 0,1 W |
| $R_{21}$ | Schichtwiderstand | 1 | MΩ | 0,1 W |
| $R_{22}$ | Drahtwiderstand | 5 | kΩ | 5 W |
| $R_{23}$ | Schichtwiderstand | 300 | Ω | 0,1 W |
| $R_{24}$ | Schichtwiderstand | 1 | MΩ | 0,1 W |
| $R_{25}$ | Schichtwiderstand | 50 | Ω | 0,1 W |
| $R_{26}$ | Schichtwiderstand | 1 | MΩ | 0,25 W |
| $R_{27}$ | Schichtwiderstand | 100 | kΩ | 0,1 W |
| $R_{28}$ | Drahtwiderstand | 5 | kΩ | 5 W |
| $R_{29}$ | Schichtwiderstand | 300 | Ω | 0,1 W |
| $R_{30}$ | Schichtwiderstand | 1,8 | kΩ | 1 W |
| $R_{31}$ | Schichtwiderstand | 1 | MΩ | 0,1 W |
| $R_{32}$ | Schichtwiderstand | 1 | kΩ | 0,1 W |
| $R_{33}$ | Schichtwiderstand | 350 | Ω | 0,25 W |
| $R_{34}$ | Schichtwiderstand | 30 | kΩ | 0,5 W |
| $R_{35}$ | Schichtwiderstand | 80 | kΩ | 0,25 W |
| $R_{36}$ | Schichtwiderstand | 40 | kΩ | 0,5 W |
| $R_{37}$ | Schichtwiderstand | 16 | kΩ | 0,5 W |
| $R_{38}$ | Schichtwiderstand | 16 | kΩ | 0,25 W |
| $R_{39}$ | Schichtwiderstand | 4 | kΩ | 0,1 W |
| $R_{40}$ | Schichtwiderstand | 100 | Ω | 0,1 W |
| $R_{41}$ | Schichtwiderstand | 500 | kΩ | 0,1 W |
| $R_{42}$ | Schichtwiderstand | 250 | kΩ | 0,25 W |
| $R_{43}$ | Schichtwiderstand | 5 | MΩ | 0,5 W |
| $R_{44}$ | Schichtwiderstand | 1 | MΩ | 0,25 W |
| $R_{45}$ | Schichtwiderstand | 1 | MΩ | 0,1 W |
| $R_{46}$ | Schichtwiderstand | 100 | Ω | 0,1 W |
| $R_{47}$ | Schichtwiderstand | 40 | kΩ | 0,5 W |
| $R_{48}$ | Schichtwiderstand | 1 | kΩ | 0,25 W |
| $R_{49}$ | Schichtwiderstand | 4 | kΩ | 0,5 W |
| $R_{50}$ | Schichtwiderstand | 50 | kΩ | 0,25 W |
| $R_{51}$ | Schichtwiderstand | 1 | MΩ | 0,25 W |
| $R_{52}$ | Schichtwiderstand | 1 | MΩ | 0,25 W |
| $R_{53}$ | Schichtwiderstand | 200 | kΩ | 0,25 W |
| $R_{54}$ | Schichtwiderstand | 1 | MΩ | 0,25 W |
| $R_{55}$ | Schichtwiderstand | 1 | MΩ | 0,25 W |
| $R_{56}$ | Schichtwiderstand | 1 | MΩ | 0,25 W |
| $R_{57}$ | Schichtwiderstand | 50 | kΩ | 0,1 W |
| $R_{58}$ | Schichtwiderstand | 50 | kΩ | 0,1 W |
| $R_{59}$ | Schichtwiderstand | 500 | kΩ | 0,5 W |
| $R_{60}$ | Schichtwiderstand | 30 | kΩ | 0,25 W |
| $R_{61}$ | Schichtwiderstand | 70 | kΩ | 0,25 W |
| $R_{62}$ | Einstellregler | 50 | kΩ | 0,1 W |
| $R_{63}$ | Schichtwiderstand 1% | 20 | kΩ | 0,25 W |
| $R_{64}$ | Schichtwiderstand 1% | 10 | kΩ | 0,25 W |
| $C_1$ | Papierkondensator | 0,1 | µF | 500 V |
| $C_2$ | Styroflexkondensator | 80 | pF | 160 V |
| $C_3$ | Trimmerkondensator | 0,5 ··· 5 | pF | |
| $C_4$ | Styroflexkondensator | 1 | nF | 2,5% 250 V |
| $C_5$ | Keramikkondensator | 6 | pF | 500 V |
| $C_6$ | Trimmerkondensator | 0,5 ··· 5 | pF | |
| $C_7$ | Styroflexkondensator | 10 | nF | 2,5% 125 V |
| $C_8$ | Keramikkondensator | 160 | pF | 160 V |
| $C_9$ | Elektrolytkondensator | 50 | µF | 350/385 V |
| $C_{10}$ | Elektrolytkondensator | 5 | µF | 350/385 V |
| $C_{11}$ | Keramikkondensator | 230 | pF | 125 V |
| $C_{12}$ | Papierkondensator | 50 | nF | 250 V |
| $C_{13}$ | Elektrolytkondensator | 4 | µF | 350/385 V |
| $C_{14}$ | Elektrolytkondensator | 8 | µF | 350/385 V |
| $C_{15}$ | Keramikkondensator | 150 | pF | 160 V |
| $C_{16}$ | Trimmerkondensator | 0,5 ··· 5 | pF | |
| $C_{17}$ | Papierkondensator | 50 | nF | 250 V |
| $C_{18}$ | Elektrolytkondensator | 8 | µF | 350/385 V |
| $C_{18}$ | Elektrolytkondensator | 8 | µF | 350/385 V |
| $C_{19}$ | Elektrolytkondensator | 4 | µF | 350/385 V |
| $C_{20}$ | Keramikkondensator | 230 | pF | 125 V |
| $C_{21}$ | Papierkondensator | 50 | nF | 250 V |
| $C_{22}$ | Scheibenkondensator | 3 | pF | 500 V |
| $C_{23}$ | Keramikkondensator | 250 | pF | 125 V |
| $C_{24}/C_{25}$ | Elektrolytkondensator | 2 × 50 | µF | 350/385 V |
| $C_{26}$ | Trimmerkondensator | 0,5 ··· 5 | pF | |
| $C_{27}$ | Papierkondensator | 500 | pF | 500 V |
| $C_{28}$ | Elektrolytkondensator | 100 | µF | 30/35 V |
| $C_{29}$ | Papierkondensator | 0,1 | µF | 500 V |
| $C_{30}$ | Papierkondensator | 50 | nF | 125 V |
| $C_{31}$ | Elektrolytkondensator | 100 | µF | 30/35 V |
| $C_{32}$ | Duroplastkondensator | 0,1 | µF | 250 V |
| $C_{33}$ | Papierkondensator | 0,25 | µF | 250 V |
| $C_{34}$ | Papierkondensator | 50 | nF | 250 V |
| $C_{35}$ | Papierkondensator | 20 | nF | 250 V |
| $C_{36}$ | Papierkondensator | 5 | nF | 250 V |
| $C_{37}$ | Papierkondensator | 1,5 | nF | 250 V |
| $C_{38}$ | Styroflexkondensator | 500 | pF | 250 V |
| $C_{39}$ | Elektrolytkondensator | 8 | µF | 350/385 V |
| $C_{40}$ | Papierkondensator | 20 | nF | 250 V |
| $C_{41}$ | Papierkondensator | 5 | nF | 250 V |
| $C_{42}$ | Papierkondensator | 1,5 | nF | 250 V |
| $C_{43}$ | Styroflexkondensator | 400 | pF | 250 V |
| $C_{44}$ | Styroflexkondensator | 100 | pF | 250 V |
| $C_{45}$ | Trimmerkondensator | 6 ··· 50 | pF | |
| $C_{46}$ | Papierkondensator | 0,1 | µF | 125 V |
| $C_{47}$ | Elektrolytkondensator | 8 | µF | 350/385 V |
| $C_{48}$ | Elektrolytkondensator | 8 | µF | 350/385 V |
| $C_{49}$ | Trimmerkondensator | 0,5 ··· 5 | pF | |
| $C_{50}$ | Papierkondensator | 0,1 | µF | 125 V |
| $C_{51}$ | Papierkondensator | 0,1 | µF | 250 V |
| $C_{52}$ | Papierkondensator | 0,1 | µF | 250 V |
| $C_{53}$ | Papierkondensator | 0,2 | µF | 750 V |
| $C_{54}$ | Papierkondensator | 5 | nF | 250 V |
| $C_{55}$ | Papierkondensator | 0,2 | µF | 750 V |
| $C_{56}$ | Papierkondensator | 0,1 | µF | 750 V |
| $C_{57}$ | Becherkondensator | 0,5 | µF | 750 V (MP) |
| $D_1$ | Kupferoxydul-Gleichrichter | S 10 b | | |
| $D_2$ | Ge-Diode | OA 685 | | |
| $D_3$ | Ge-Diode | OA 685 | | |
| $S_1$ | Gehäuseschalter 1 × 4 Kontakte | | | |
| $S_2$ | siehe $P_3$ | | | |
| $S_3$ | Gehäuseschalter 3 × 8 Kontakte | | | |
| $P_1$ | Potentiometer | 1 | kΩ | 0,1 W lin |
| $P_2$ | Potentiometer | 5 | kΩ | 2,5 W lin |
| $P_3$ | Potentiometer m. Schalt. | 100 | kΩ | 0,2 W lin |
| $P_4$ | Potentiometer | 25 | kΩ | 0,4 W lin |
| $P_5$ | Potentiometer | 2 | MΩ | 0,1 W lin |
| $P_6$ | Potentiometer | 100 | kΩ | 0,1 W lin |
| $P_7$ | Potentiometer | 50 | kΩ | 0,1 W lin |
| $Rö_1$, $Rö_2$, $Rö_3$, $Rö_4$ | Röhre ECC 85 | | | |
| $Rö_5$ | Röhre EF 80 | | | |
| $Rö_6$ | Elektronenstrahlröhre B 7 S 1 | | | |
| $Bu_1$ | Hf-Buchse 75 Ω | | | |
| $Bu_2$ | Schaltbuchse | | | |
| $Bu_3 \cdots Bu_7$ | Telefonbuchse | | | |

Einzelteile für das zusätzliche Netzteil:

| Teil | Bezeichnung | Wert | Einheit | Belastung |
|---|---|---|---|---|
| $Gr_1$ | Pillengleichrichter E 1000/375 | 5 | mA | |
| $C_1$ | Papierkondensator | 0,5 | µF | 750 V |
| $C_2$ | Elektrolytkondensator | 100 | µF | 30/35 V |
| $C_3$ | Elektrolytkondensator | 50 | µF | 350/385 V |
| $C_4$ | Elektrolytkondensator | 100 | µF | 350/385 V |
| $C_5$ | Elektrolytkondensator | 100 | µF | 350/385 V |
| $C_6$ | Elektrolytkondensator | 50 | µF | 30/35 V |
| Tr | Netztransformator nach Tabelle III | | | |
| $R_1$ | Schichtwiderstand | 600 | Ω | 0,5 W |
| $R_2$ | Schichtwiderstand | 100 | kΩ | 0,25 W |
| $R_3$ | Schichtwiderstand | 200 | kΩ | 0,5 W |
| $R_4$ | Schichtwiderstand | 2 | kΩ | 4 W |
| $Dr_1$ | Netzdrossel | 20 | H | 50 mA |
| Si | Feinsicherung | 0,5 | A | |
| $Rö_1$ | Röhre EZ 80 | | | |

# Bauanleitung für einen AM/FM-Super Teil 1

REINHARD KUBITZA

Das nachfolgend beschriebene Gerät ist ein Allstromsuper. Da es auch heute noch an verschiedenen Orten Gleichstromnetze gibt, hat er seine Bedeutung noch nicht verloren.
Der Empfänger ist mit 13 Röhren der E- bzw. P-Reihe bestückt. Selbstverständlich kann er auch als Wechselstromempfänger aufgebaut werden, doch wird auf die notwendigen Schaltungsänderungen im Rahmen der Bauanleitung nicht eingegangen.
Für AM sowie FM wird ein getrennter ZF-Teil verwendet. Der FM-Teil hat elf Kreise und ist mit einem Synchrodetektor bestückt. Der AM-Teil ist bei zwei ZF-Stufen mit acht Kreisen ausgestattet und weist daher auch eine gute Leistung auf.
Der sehr reichlich dimensionierte NF-Teil enthält neben einem Lautstärkefernregler ein fünfstufiges Klangregister.
Die im Mustergerät verwendeten Breitbandlautsprecher vom VEB Funkwerk Leipzig ergeben, in Verbindung mit dem NF-Teil, eine ausgezeichnete Klangqualität.

## Schaltungsbeschreibung

### AM-Teil

Das Schaltbild des Empfängers zeigt Bild 1. Als Spulensatz wurde der Drucktastensatz TOV 56/7 der Firma Gustav Neumann verwendet. Er enthält neben dem Lang- und Mittelwellenbereich drei Kurzwellenbänder, die die Wellenlängen 18,5 ··· 88,5 m umfassen.
Die Antennenspannung wird über eine kleine Induktivität (etwa 15 Wdg.) dem UKW-Dipol entnommen und über den Kondensator $C_{67}$ dem Punkt 1 des Tastensatzes zugeführt. Außerdem ist noch eine extra Buchse vorgesehen, an die eine eventuell vorhandene AM-Langdrahtantenne zur Empfangsverbesserung angeschlossen werden kann. Über $C_{69}$ gelangt die vom Punkt 3 kommende HF-Spannung zum Gitter der multiplikativen Mischstufe und zum Vorkreisdrehko.
Die Oszillatorfrequenz wird im Triodenteil der Röhre $Rö_{10}$ erzeugt. An den Punkten 5 und 7 liegen die dazugehörigen Oszillatorspulen und der Oszillatordrehko.
Die Leistung des AM-Teiles hängt nicht unwesentlich vom guten Arbeiten des Oszillators ab. Deshalb sollte man durch Verändern der Widerstände $R_{56}$ und $R_{57}$ und des Kondensators $C_{71}$ versuchen, die günstigsten Verhältnisse zu schaffen. Die in der Schaltung angegebenen Werte sind Mittelwerte und können sowohl nach oben als auch nach unten verändert werden. Sehr vorteilhaft läßt sich für $R_{56}$ ein 100-kΩ-Trimmregler verwenden. Wichtig ist dabei, daß die Bereiche nach jeder gefundenen Verbesserung überprüft werden, da die Erfahrung zeigte, daß zum Beispiel der untere Mittelwellenbereich einwandfrei arbeitet, während auf einem Kurzwellenbereich der Oszillator kaum noch schwingt.
Von der Anode der Mischröhre gelangt die ZF über das Bandfilter $Bf_1$ zum Gitter der ersten ZF-Stufe. Über $R_{58}$ wird der Stufe die Schwundregelspannung zugeführt. An der Anode von $Rö_{11}$ wird die verstärkte ZF-Spannung abgenommen und gelangt über $Bf_2$ zum Steuergitter der zweiten und letzten AM-ZF-Stufe. Sie erhält die Regelspannung über $R_{59}$.
An einer Anzapfung der Sekundärspule von $Bf_3$ ist die Demodulatordiode angeschlossen. Vom Bandfilterpunkt 4 liegt ein RC-Glied gegen Masse, an dem die NF-Spannung abgenommen wird.
Bei Industriegeräten kann man beim Umschalten von FM auf AM des öfteren feststellen, daß sich ein nicht unerheblicher Lautstärkeunterschied ergibt, weil die abgegebene NF-Spannung des AM-Teiles wesentlich über der des FM-Teiles liegt. Deshalb wurde der Trimmregler $R_{65}$ in die Schaltung eingefügt, mit welchen die Lautstärke auf den Pegel des FM-Teiles gebracht werden kann.
Von $R_{65}$ gelangt die NF zum Punkt 10 des Drucktastensatzes. Als Abstimmungsanzeige findet eine EM 80 Verwendung. Das Steuergitter erhält seine Spannung über den Tastensatzkontakt 14 wahlweise aus dem AM- oder FM-Teil.

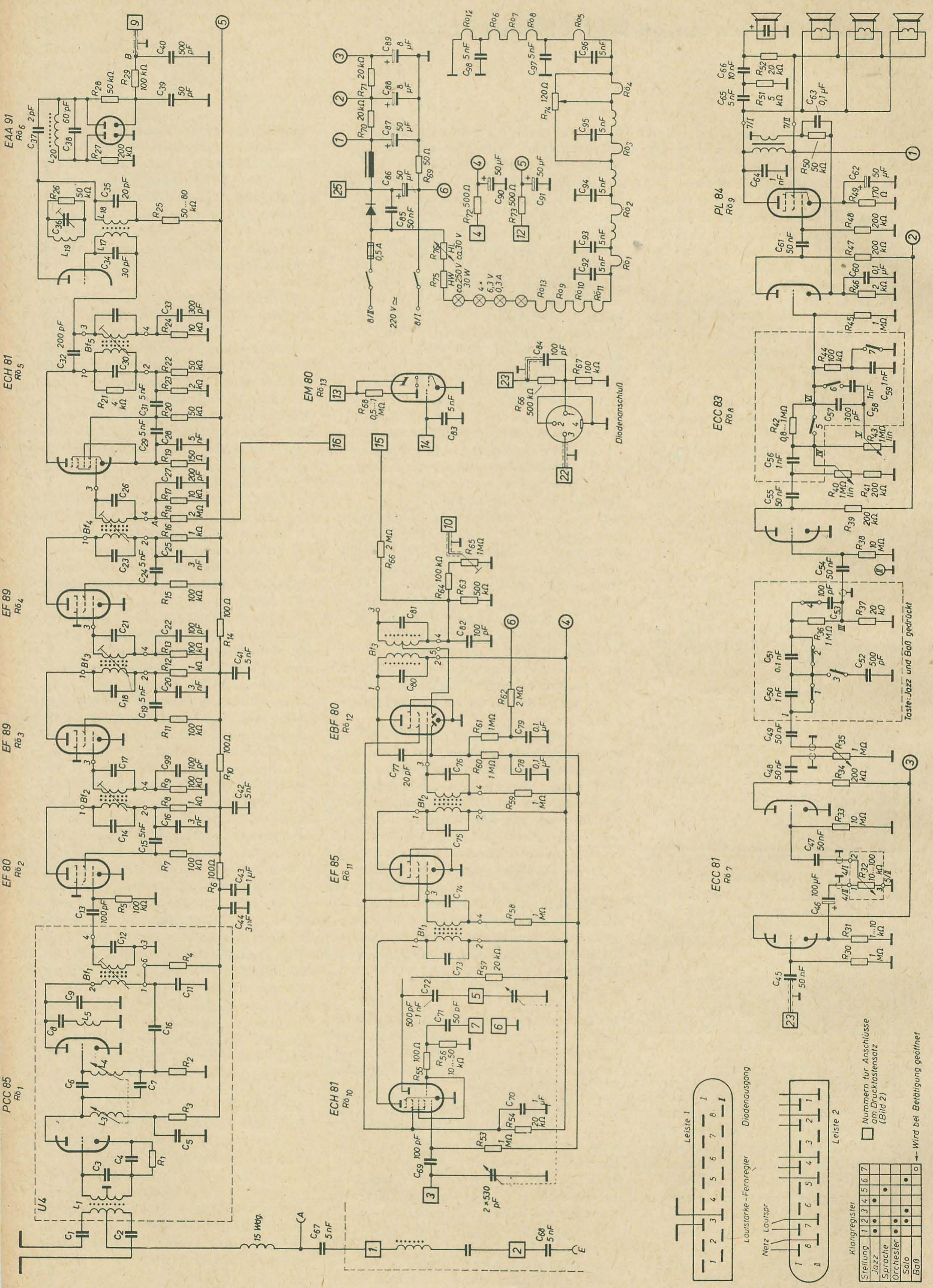
### FM-Teil

Als Spulensatz wird der Typ SSp 223 (Firma Gustav Neumann) verwendet. Da alle Teile bereits vorabgeglichen geliefert werden, wird sich nur ein geringfügiger Nachgleich ergeben.

Die von der Antenne (Dipol) abgegebene Spannung gelangt über zwei Schutzkondensatoren von je 300 pF zur Vorkreisspule. Diese Kondensatoren sind bei einem Allstromgerät notwendig, damit bei evtl. Erdschlüssen der Antenne oder des Bandkabels keine Schädigungen für das Gerät und vor allem für den Bedienenden auftreten können. Das eine System der PCC 85 arbeitet in Zwischenbasisschaltung. Die Erdung erfolgt über einen Abgriff der Vorkreisspule, welche auf die Mitte des UKW-Bandes abgestimmt wird. An der Anode liegt der Zwischenkreis; er wird aus $L_3$, $C_5$ und der Ausgangskapazität der Zwischenbasisstufe gebildet. Die Abstimmung erfolgt induktiv durch Eindrehen eines Alukernes in die Spulen. Über $C_6$ und $C_7$ wird das Signal der Oszillatorspule zugeführt. Da die Zuführung im kapazitiven Mittelpunkt erfolgt, wird die Oszillatorstörausstrahlung weitgehend unterdrückt.
Die Rückkopplung wird durch $C_9$ und $L_5$ erzielt. Das erste ZF-Filter $Bf_1$ ist im U 4 untergebracht.
Anschließend folgt der dreistufige ZF-Verstärker. Während für die zweite und dritte ZF-Stufe eine EF 89 gewählt wurde, ist in der ersten ZF-Stufe zur Erzielung einer möglichst hohen Verstärkung eine EF 80 eingesetzt. Hierbei ist zu beachten, daß die Röhre EF 89 nur einen 200 mA Heizfaden hat und deshalb mit einem Widerstand von 63 Ω geshuntet werden muß.
Alle drei ZF-Stufen arbeiten mit voller Verstärkung, da eine ausreichende Begrenzung im Synchrodetektor erfolgt.
Die Neutralisation geschieht in bekannter Weise durch Abblockung des Schirmgitters gegen den Bandfilteranschluß 2 und von dort gegen Masse.
Zur weiteren Unterdrückung von Schwingneigungen ist die Röhrenheizung verdrosselt und verblockt und die Anodenspannungszuführung mit kleinen Siebwiderständen versehen, die gleichfalls abgeblockt sind.
Sollte trotzdem noch wildes Schwingen auftreten, was auf Grund der hohen Stufenverstärkung leicht geschehen kann, so sind die Sekundärseite des ersten ZF-Filters und die Primärseite des zweiten ZF-Filters mit einem Widerstand von 10 ··· 30 kΩ zu bedämpfen. Nach dieser Maßnahme muß der ZF-Teil stabil arbeiten, was für das einwandfreie Arbeiten des nachfolgenden Synchrodetektors von großer Wichtigkeit ist. Ist dies nicht der Fall, so sind der Aufbau und die Verdrahtung ungünstig ausgeführt.
Auf die dritte ZF-Stufe folgt das Heptodensystem der ECH 81 ($Rö_6$). Am kalten Ende der Sekundärseite des Filters 4 liegt ein RC-Glied gegen Masse, an dessen Punkt A die Steuerspannung für die FM-Abstimmanzeige entnommen wird.
Die Anode des Heptodensystems erhält eine Betriebsspannung von nur 6 V und arbeitet somit als Spannungsbegrenzer. Am Ausgang dieser Stufe entsteht eine konstante ZF-Spannung von etwa 2 V, unabhängig davon, ob das Gerät auf einen starken oder schwachen Sender eingestellt ist. Da die Oszillatoramplitude ebenfalls konstant ist (etwa 5 ··· 10 V), ergibt sich eine gute Begrenzerwirkung der Schaltung.
Der nachfolgende Synchrooszillator ist über $Bf_5$ und $C_{32}$ an die Begrenzerstufe angekoppelt. Der Oszillator schwingt in der bekannten Meißnerschen Rückkopplungsschaltung mit der Frequenz 2,14 MHz. Die frequenzbestimmenden Elemente liegen im Anodenkreis ($C_{15}$ und $L_{18}$).

---

gen ergibt (Bild 20a). Nach Umschalten auf 1:100 wird nun $C_6$ in der Weise verändert, daß am Oszillogramm weder Spitzen noch Dachschrägen entstehen. Bei richtigem Abgleich darf sich die Spannungskurve nicht von der ursprünglichen unterscheiden. Dabei ist zu beachten, daß der Meßverstärker nicht übersteuert wird. Im Bild 20 werden Oszillogramme bei verschiedenen Einstellungen gezeigt. Danach kann der Bereich 1:10 abgeglichen werden, indem $C_3$ verändert wird. Der Abgleich des Spannungsteilertastkopfes erfolgt in der gleichen Weise. Da die Eichspannung an $Bu_5$ keine Sinusform besitzt, wird eine Vergleichsmessung mit einer Sinusspannung von 50 Hz notwendig, die dann mit einem guten Vielfachinstrument gemessen werden kann. Hierbei ist zu beachten, daß vom Instrument der Effektivwert angezeigt wird.
Im Kippteil ist lediglich $C_{45}$ so einzustellen, daß als maximale Kippfrequenz 100 kHz zu erreichen sind. Da sich die einzelnen Frequenzbereiche sehr stark überlappen, bleiben die Streuungen der Bauelemente im Kippgenerator unkritisch.




| Stellung | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Jazz | | ● | ● | | | | |
| Sprache | | | | ● | | | |
| Orchester | | | ● | | | | |
| Solo | | ● | | ● | | ● | |
| Baß | | | | | | | ○ |

Bild 1: Gesamtschaltbild des Empfängers (Ausgangsübertrager fehlen)

Der aus $L_{19}$, $C_{36}$ und $R_{26}$ bestehende Dämpfungskreis hat die Aufgabe, die Resonanzkurve des Oszillatorkreises im Bereich der Synchronisierschwelle zu verflachen.
Die im Oszillatorkreis auftretenden Phasenverschiebungen werden im nachfolgenden Diskriminatorkreis $L_{20}$ und $C_{38}$ zur Gewinnung der NF benutzt. Der Diskriminatorkreis ist über $C_{37}$ kapazitiv an den Oszillatorkreis angekoppelt.
Die NF-Spannung wird dem Punkt 9 des Drucktastensatzes zugeführt.

### Diodenausgang

Vom Drucktastensatzanschluß 23 gelangt die Aufnahmespannung über den Spannungsteiler $R_{66}$ und $R_{67}$ an die Buchse 1 der Diodensteckdose. Der über $R_{66}$ liegende Kondensator $C_{84}$ dient zum Anheben der hohen Frequenzen im Tonbandaufnahmekanal.
Die vom Bandgerät abgegebene Wiedergabespannung gelangt über die Buchse 3 der Diodensteckdose zum Anschluß 22 des Tastensatzes. In diesem Zusammenhang muß darauf hingewiesen werden, daß bei der Zusammenschaltung eines Allstromempfängers mit einem Tonbandgerät besondere Vorsichtsmaßnahmen notwendig sind, da bei den Allstromgeräten ein Pol des Stromnetzes immer unmittelbar am Chassis liegt.

### NF-Teil

Die vom Punkt 23 des Drucktastensatzes kommende NF-Spannung wird dem Gitter der ersten NF-Stufe zugeführt. Die Stufe arbeitet als Katodenverstärker (Impedanzwandler). Da der wirksame Außenwiderstand sehr kleine Werte annimmt, kann man verhältnismäßig lange Übertragungsleitungen anschließen. Diese Eigenschaft wird hier zur Fernbedienung der Lautstärke verwendet. Die mit dem Katodenverstärker erzielbare Verstärkung ist $< 1$; diese Stufe bringt also dem NF-Teil keine Verstärkung.
Während die Anode direkte + Spannung erhält, liegt in der Katodenleitung ein Widerstand von 1 ··· 10 kΩ ($R_{31}$). Der höhere Widerstandswert bringt etwas mehr Verstärkung.

An dem heißen Ende wird über einen Niedervoltelko von 100 µF die NF-Spannung abgenommen und dem Fernregler über ein zweiadriges abgeschirmtes Kabel zugeführt. Die vom Fernregler kommende Leitung wird über $C_{47}$ dem Gitter der zweiten NF-Stufe zugeführt. Die Gittervorspannung wird durch Anlaufstrom erzeugt. Dadurch entfällt die übliche Katodenkombination. Diese Schaltungsart zeichnet sich durch eine hohe Brummfreiheit aus.

Die am Anodenwiderstand $R_{34}$ abfallende Spannung wird über den Kopplungskondensator $C_{48}$ dem im Gerät sitzenden Lautstärkeregler und von dort dem ersten Teil des Klangregisters zugeführt.

Das Klangregister erfüllt folgende Funktionen:

Kontakt 1 ist nur bei „Solo" geöffnet, so daß über $C_{50}$ die tiefsten Frequenzen abgeriegelt werden. Kontakt 3 bewirkt bei „Solo" eine Höhenabsenkung, während Kontakt 2 nur bei „Sprache" geöffnet ist und den Kopplungskondensator auf 100 pF verkleinert. Anstelle der Reihenschaltung $R_{36}$ und $R_{37}$ wird bei Industriegeräten ein Potentiometer (1 MΩ oder 1,3 MΩ) mit einem zusätzlichen Abgriff verwendet. Die Nachteile sind jedoch, daß sich die Lautstärke nie ganz leise drehen läßt, weil zwischen der hochohmigen Seite und dem Abgriff ein 100-pF-Kondensator ($C_{53}$) liegt, der noch einen kleinen Teil der NF-Spannung zum Gitter der nachfolgenden Röhre durchläßt. Weiterhin ist die durch den Kondensator entstehende Höhenanhebung nur auf dem ersten Teil des Regelbereiches wirksam.

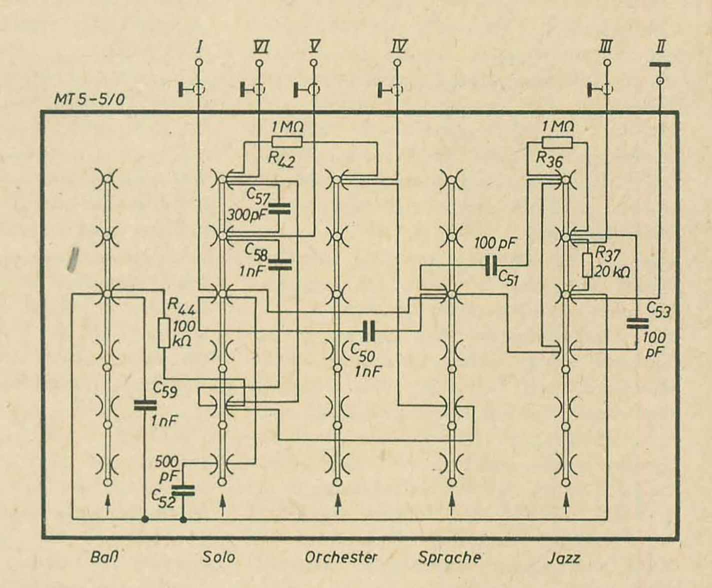



**Bild 3: Verdrahtung des Klangregisters**

Deshalb wurde im Mustergerät das Potentiometer durch einen festen Spannungsteiler ersetzt. Der Verstärkungsverlust wird aber durch den reichlich bemessenen NF-Teil ausgeglichen. Kontakt 4 ist nur in Stellung „Jazz" geschlossen und bringt, wie schon erwähnt, eine Anhebung der höheren Frequenzen.
Nach dem ersten Klangregister gelangt die NF an das Gitter des ersten Systems von $Rö_8$. Sie erhält ebenfalls ihre Gittervorspannung durch Anlaufstrom. Nach der Verstärkung in dieser Stufe wird das Signal dem zweiten Teil des Klangregisters zugeführt, in welchem auch die Hoch- und Tieftonregler enthalten sind. Die hier verwendete Klangregisterschaltung hat den Vorteil, daß bei Betätigung einer Klangbildtaste (z. B. „Jazz") die Klangregler angeschlossen bleiben und dann noch das Klangbild entsprechend dem persönlichen Geschmack eingestellt werden kann. Die Schaltung entspricht der in den Staßfurt-Geräten „Admiral" und „Globus". Es können vier verschiedene Klangbilder erreicht werden. In Stellung „Jazz" werden die Frequenzen etwa ab 8000 Hz kräftig angehoben werden, während die Mittellagen von 2000 ··· 5000 Hz abgesenkt werden. In Stellung „Sprache" werden die tiefen und die hohen Frequenzen nicht verstärkt. In Stellung „Orchester" ist die Höhen- und Tiefenanhebung normal. In Stellung „Solo" werden besonders die Frequenzen zwischen 800 und 5000 Hz angehoben, wodurch die Solostimme deutlich hervortritt. Die Baßtaste kann zu allen vier Klangbildern wahlweise zugeschaltet werden.
Der Kondensator $C_{56}$ zwingt die tiefen Frequenzen, den Weg über den Tieftonregler zu nehmen, und läßt gleichzeitig die hohen

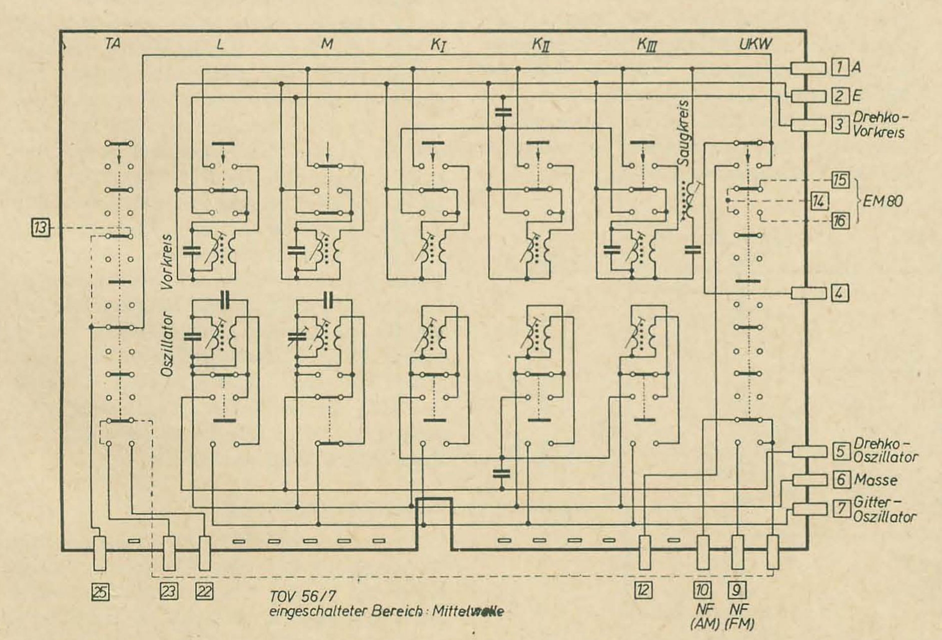



**Bild 2: Schaltung des Drucktastensatzes**

Frequenzen durch, so daß sie zum Hochtonregler gelangen können. Der dem Kontakt 5 parallel liegende Widerstand $R_{42}$ gleicht den bei der Stellung „Sprache" auftretenden Verstärkungsverlust aus. Kontakt 6 schließt bei Solo und hebt die Mittellagen an. Die zwischen Gitter und Masse liegenden RC-Glieder ($R_{44}$, $R_{45}$ und $C_{59}$) bewirken beim Betätigen der Baßtaste (Kontakt 7, Ruhekontakt) ein Anheben der tiefen Frequenzen.

Nun gelangt das NF-Signal zum Steuergitter des zweiten Systems. An der Katode wird eine vom Ausgangstrafo kommende frequenzabhängige Gegenkopplungsspannung eingespeist. Außerdem arbeitet die Stufe in Stromgegenkopplung. Durch $C_{60}$ wird erreicht, daß nur die tiefen Frequenzen gegengekoppelt werden, dadurch ergibt sich eine weitere Höhenanhebung.

Das am Anodenwiderstand $R_{47}$ abfallende Signal wird nun der Endstufe zugeführt. Sie weist keine Besonderheiten auf.

Die Anschaltung der Lautsprecher an die Endstufe erfolgt hochohmig. An der Sekundärseite des auf 7 kΩ angepaßten Ausgangsübertragers wird die Gegenkopplungsspannung entnommen. Die drei Breitbandlautsprecher werden ebenfalls auf 7 kΩ angepaßt. Dadurch sinkt der Gesamtwiderstand auf 1,75 kΩ, während der Ausgangswiderstand der PL 84 bei 2,4 kΩ liegt. Es konnten aber keine nachteiligen Wirkungen festgestellt werden.

Weiterhin ist über RC-Glieder ein elektrostatischer Hochtonlautsprecher angeschlossen; über $R_{52}$ erhält er seine Polarisationsspannung zugeführt.

Im Mustergerät wurden Breitbandlautsprecher vom Typ 2053 PBK (Funkwerk Leipzig) verwendet. Die Leistung beträgt 4 VA bei einem Frequenzgang von 60 ··· 15000 Hz. Dieser Typ wird aber nicht mehr gefertigt. Es ist daher der Nachfolgetyp L 2960 PB zu empfehlen, dessen Leistung jedoch nur 3 VA beträgt.

Da das Mustergerät in einem Musikschrank eingebaut wurde, sind alle nach außen gehenden Leitungen, wie Netz, Lautsprecher, Fernregler und Diodenausgang über eine 16polige Messerleiste geführt. Dadurch kann der Empfänger schnell ausgebaut und bei auftretenden Fehlern unter Zwischenschalten eines Adapterkabels auch außerhalb des Gehäuses in Betrieb genommen werden. Über eine weitere Messerleiste erfolgt die Zuführung der Antennen. Wird der Empfänger jedoch nur in ein Tischgehäuse eingebaut, kann auf die Montage der Messerleisten verzichtet werden.

### Netzteil

Der Netzteil weist an sich keine Besonderheiten auf. Da das Mustergerät an einem Gleichstromnetz betrieben wird, wurde die Spannung für das AM- und FM-Teil bereits vor der Netzdrossel entnommen, um eine möglichst hohe Betriebsspannung zu erhalten.

Die beiden Siebglieder $R_{72}$, $C_{90}$ und $R_{73}$, $C_{91}$ sollen die bekannten Rückkopplungserscheinungen (Blubbern), die oft bei größeren Lautstärken auftreten, beseitigen.

Die nicht benötigten Röhren bei FM-, AM- oder TA-Betrieb werden nur anodenspannungsmäßig abgeschaltet, aber weiterhin geheizt. Dieses Verfahren wird auch von der Geräteindustrie angewendet, da bisher — entgegen aller Theorien — bei diesem Verfahren keine nachteiligen Wirkungen bekannt sind.

Aus diesem Grunde wurde diese Schaltungsart auch im vorliegenden Mustergerät angewendet.

Bei der Beschaffung des Heißleiters ($R_{76}$) muß darauf geachtet werden, daß er für 300 mA Heizstrom geeignet ist. Der Spannungsabfall soll bei 30 V liegen, andernfalls muß der Heizwiderstand anders bemessen werden.



# Ein einfacher Gegentaktverstärker

*HAGEN JAKUBASCHK*

Zu welch einfachen Schaltungslösungen man bei Verwendung moderner Röhren und entsprechender Schaltungstechnik kommen kann, zeigt das folgende Schaltbeispiel eines Gegentaktverstärkers, der bei einem von 25 Hz bis 15 kHz linearen Frequenzgang und 8 W Ausgangsleistung mit nur zwei Röhren im Verstärkerteil auskommt. Der Verstärker ist für den Betrieb von Plattenspielern und Tonbandgeräten geeignet und einfach nachzubauen.

### Schaltung

Der Verstärker ist mit zwei Röhren ECL 82 bestückt. Bild 1 zeigt die Schaltung des Verstärkers. Auf den Neztteil wird hier nicht näher eingegangen. da er keine vom Üblichen abweichende Besonderheiten aufweist. Er kann anstelle einer Gleichrichterröhre mit zwei 100-mA-Selengleichrichtern versehen werden.

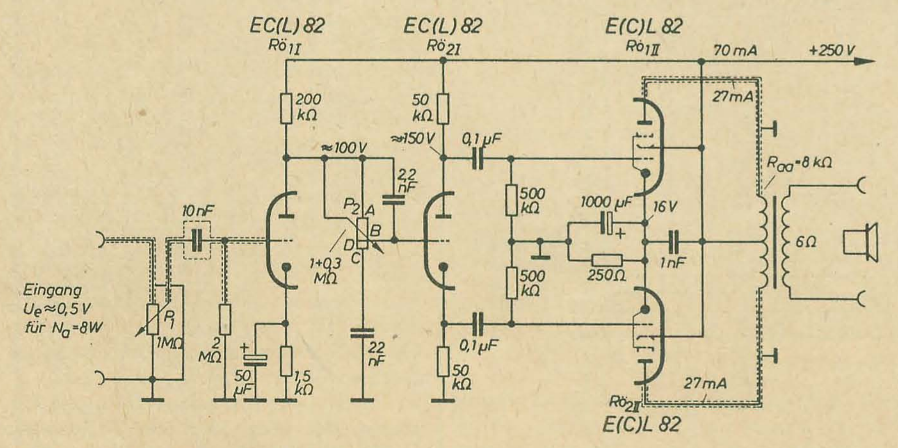



**Bild 1: Schaltung des Gegentaktverstärkers**

Die ECL 82 hat getrennte Katoden, was sie für derartige Schaltungslösungen besonders geeignet macht. Die Endröhrensysteme arbeiten in Gegentaktschaltung, während eines der Triodensysteme als Vorverstärker, das zweite als Phasenumkehrstufe in Katodynschaltung eingesetzt wird. Der Eingangs-Spannungsbedarf für Vollaussteuerung beträgt etwa 0,5 V, diese Spannung wird von üblichen Plattenspielern und Bandgeräten aufgebracht. Der Klirrfaktor liegt bei Vollaussteuerung bei etwa 10% und geht mit verringerter Aussteuerung auf 2 ··· 3% zurück.

Die Eingangsstufe ist mit $P_1$ (Lautstärkeregler) und dem Triodensystem $Rö_{1I}$ normal geschaltet. Auch die Gegentaktendstufe weist keine Besonderheiten auf. Interessant ist dagegen die Art der Klangregelung, die eine Beeinflussung der tiefen Frequenzen um etwa —14 dB und der hohen Frequenzen um etwa —20 dB gestattet, sowie die Tatsache, daß die Katodenstufe galvanisch an die Vorstufe angekoppelt ist. Dadurch entfällt ein RC-Koppelglied, so daß eine sehr tiefe untere Frequenzgrenze erreicht wird. Die galvanische Kopplung wird möglich, weil die Katode der Katodynstufe ohnehin auf relativ hohem Pluspotential liegt und die Röhrendaten eine für die richtige Spannungsaufteilung zweckmäßige Dimensionierung zulassen. Im Betrieb stellen sich dann an den Anoden von $Rö_{1I}$ und $Rö_{2I}$ die im Bild 1 angegebenen Spannungen ein, wobei $Rö_{2I}$ automatisch den richtigen Arbeitspunkt einnimmt.

### Klangregelschaltung

Die galvanische Verbindung zwischen $Rö_{1I}$ und $Rö_{2I}$ verläuft über das Klangregelpotentiometer $P_2$. Hierfür wird ein Lautstärkeregler mit Anzapfung für gehörrichtige Lautstärkeregelung verwendet. Diese Regler haben einen Gesamtwiderstand von 1,3 MΩ mit An-

zapfung bei 0,3 MΩ vom masseseitigen Anschluß aus. Diese an sich seit langem bekannte und verbreitete Reglerausführung erlaubt für die Klangregelung eine interessante Schaltung, die auf einen amerikanischen Schaltungsvorschlag [1] zurückgeht. Sie soll im folgenden näher erläutert werden. In Stellung A von $P_2$ erfolgt eine Absenkung der Tiefen um maximal etwa —14 dB. In Stellung B (Schleifer am Abgriff des Potentiometers) ist der Frequenzgang linear, während in Stellung C (Schleifer am masseseitigen Anschlag) eine Absenkung der Höhen um etwa —20 dB erfolgt.

fallende Verstärkung der Vorstufe und damit eine Höhenabsenkung (Kurve C im Bild 6). Bild 4 zeigt hierzu die Ersatzschaltung. Die Parallelschaltung 1 MΩ/300 kΩ/2,2 nF bleibt wirkungslos, da diese RC-Kombination auf das Gitter der Katodynstufe arbeitet, das wegen des fehlenden Gitterwiderstandes eine im NF-Bereich praktisch unendlich hohe Abschlußimpedanz darstellt. Es kann daher keine Spannungsteilung und keine Dämpfung durch das RC-Glied auftreten. Das gilt auch für die nächste Variante.
Die Zwischenstellung D zwischen B und C ergibt die Schaltung nach Bild 5. Wenn der

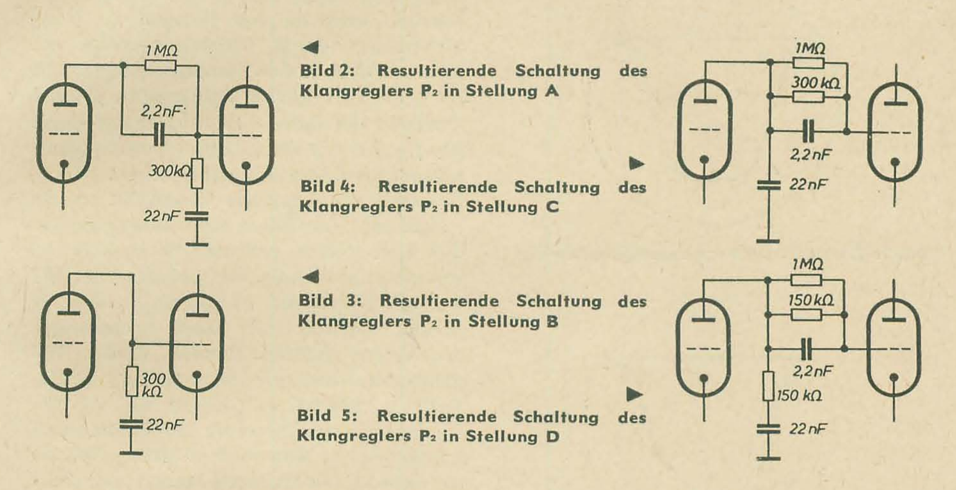



Bild 2: Resultierende Schaltung des Klangreglers $P_2$ in Stellung A

Bild 4: Resultierende Schaltung des Klangreglers $P_2$ in Stellung C

Bild 3: Resultierende Schaltung des Klangreglers $P_2$ in Stellung B

Bild 5: Resultierende Schaltung des Klangreglers $P_2$ in Stellung D

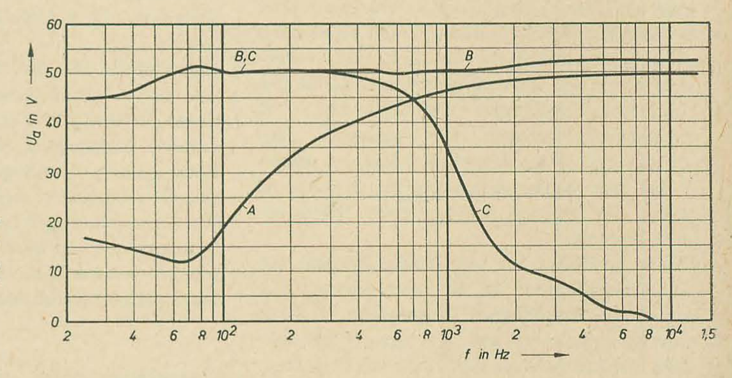
Bild 2 zeigt die wirksame Schaltung, wenn $P_2$ in Stellung A steht. Es ist dann eine Spannungsteilung 1 MΩ/300 kΩ vorhanden. Für mittlere und hohe Frequenzen wird der Längswiderstand dieses Spannungsteilers durch den Überbrückungskondensator 2,2 nF unwirksam, während der Querwiderstand 300 kΩ mit dem Reihenkondensator 22 nF parallel zum Innenwiderstand der Triode $Rö_{1I}$ liegt und praktisch nicht in Erscheinung tritt. Für tiefe Frequenzen tritt jedoch eine Spannungsteilung auf. Sie liegt mit den gegebenen Reglerwerten rechnerisch bei etwa 1 : 4. Praktisch haben jedoch die meisten derartigen Regler zwischen Anzapfung und Massepunkt nur etwa 250 kΩ Widerstand, so daß die Dämpfung für tiefe Frequenzen nahezu —14 dB erreicht. Dies wird auch durch die Messungen an der im Versuchsaufbau erprobten Schaltung bestätigt (Bild 6).

In Stellung B, dem linearen Frequenzgang, entspricht die resultierende Schaltung dem Bild 3. Anode von $Rö_{1I}$ und Gitter von $Rö_{2I}$ sind über den Schleifer des Potentiometers und die Anzapfung direkt verbunden. Der Querwiderstand 300 kΩ liegt parallel zum Quellwiderstand (Ri der Triode) und macht sich nicht bemerkbar. Beim Übergang von Stellung A nach Stellung B wird lediglich der 1-MΩ-Längswiderstand (Bild 2) und damit das Spannungsteilerverhältnis verkleinert, so daß die Absenkung der Tiefen entsprechend geringer wird.

In Stellung C (maximale Dämpfung der Höhen) liegt der Reihenkondensator 22 nF parallel zum Innenwiderstand der Triode und zu ihrem Anodenwiderstand, so daß $Rö_{1I}$ auf einen mit steigender Frequenz immer kleineren Außenwiderstand arbeitet. Daraus resultiert eine mit steigender Frequenz ab-

Schleifer von $P_2$ von C in Richtung nach D gedreht wird, bewirkt das lediglich die Zuschaltung eines steigenden Widerstandswertes in Reihe zum 22-nF-Kondensator, während die Veränderung des in der Gitterleitung von $Rö_{2I}$ liegenden RC-Gliedes aus den genannten Gründen wirkungslos bleibt. Der im Bild 4 für hohe Frequenzen nur vom

Bild 6: Frequenzgänge der Schaltung nach Bild 1 in Stellung A, B und C des Klangreglers $P_2$




22-nF-Kondensator gebildete Arbeitswiderstand der $Rö_{1I}$ wird dadurch erhöht und in zunehmendem Maße frequenzunabhängiger, die Höhendämpfung also geringer.

Die mit dieser Klangregelschaltung im Versuchsaufbau erreichten Frequenzgänge zeigt Bild 6. Sie wurden, um den Einfluß des Ausgangsübertragers auszuschalten, durch Messung der Ausgangswechselspannung zwischen den Anoden der Endröhren $Rö_{1II}$ und $Rö_{2II}$ mit einem Röhrenvoltmeter ermittelt. Als Bezugswert diente in Stellung B von $P_2$ und bei 1 kHz eine Ausgangsspannung von 50 V (Anode/Anode). Das entspricht einer Ausgangsleistung von etwa 0,3 W, wobei der Ausgangsübertrager eine Primärimpedanz von 8 kΩ aufwies und sekundär mit einem ohmschen Widerstand im Wert der Lautsprecherimpedanz abgeschlossen wurde.

## Aufbau

Der Aufbau erfolgt nach den für NF-Verstärkern bekannten Gesichtspunkten. Da sich jedoch die gesamte Verdrahtung eng um zwei Röhrensockel konzentriert, besteht erhöhte Verkopplungsgefahr. Deshalb wurden zunächst die sonst üblichen UKW-Schutzwiderstände an Gitter und Schirmgitter der Endröhren fortgelassen. Da die ECL 82 eine geringere Steilheit als z. B. die EL 84 aufweist, genügt als Maßnahme gegen mögliche UKW-Schwingneigung hier der von den Schirmgittern zu den Katoden führende, kurz anzulötende 1-nF-Kondensator sowie die Kapazitäten der Anodenabschirmkabel. Weiterhin ist es erforderlich, über beide Röhrensockel reichlich bemessene Abschirmbleche zu stellen, die bis zwischen die Sockelstifte reichen und Trioden- und Pentodenteil gegeneinander abschirmen. Zweckmäßig werden die Röhrensockel so angeordnet, daß die Anschlüsse der Pentodenteile einander zugekehrt sind.
Die Eingangsleitung bis $P_1$ und von da bis zum Gitter der $Rö_{1I}$ ist abzuschirmen. Zweckmäßig wird auch der Gitterkondensator mit einer übergeschobenen Metallhülse abgeschirmt. Im übrigen ist bei der Beschaltung der Endstufen-Sockelanschlüsse die richtige Systemzuordnung ($Rö_{1I}$ und $Rö_{1II}$ im gleichen Röhrenkolben) zu beachten. Damit wird erreicht, daß das der Vorstufentriode benachbarte Endsystem an der Anode eine mit dem Triodengitter gegenphasige Spannung erhält, was die Verkopplungsgefahr weiter herabsetzt. Insgesamt ergibt sich mit dieser Schaltung die Möglichkeit eines räumlich ungewohnt kleinen Verstärkeraufbaues, dessen Chassisgröße dann im wesentlichen von den Maßen des Netz- und Ausgangstrafos bestimmt wird.
Der Ausgangstrafo soll, wie bei jedem hochwertigen Verstärker, eine qualitativ gute, sorgfältig aufgebaute Ausführung sein. Er kann nach den bekannten Wickelvorschriften selbst gewickelt werden, muß dann allerdings Kammerwicklung und im Hinblick auf die erreichbare tiefe untere Frequenzgrenze eine ausreichende große Induktivität aufweisen.

## Literatur

[1] Ref. Rich. H. Dorf: Audio Engineering 4 (1952)

# Aus der Reparaturpraxis

## Röhrenwechsel im Bild-ZF-Verstärker des Fernsehempfängers

Im Bild-ZF-Verstärker moderner Fernsehempfänger werden Röhren mit hoher Steilheit und kleinen Kapazitäten verwendet. Die Kreise im Bild-ZF-Verstärker werden ohne zusätzliche Kapazitäten (Kondensatoren) aufgebaut. Nur die Röhren- sowie die unvermeidlichen Bauteil-(Röhrensockel usw.) und Verdrahtungskapazitäten bilden die Schwingkreiskapazitäten. Durch günstigen Aufbau des Bild-ZF-Verstärkers wird kürzeste Leitungsführung erreicht, und dadurch werden die Schaltkapazitäten auf einen minimalen Wert herabgesetzt. Die Röhre (in den Empfängern der DDR-Produktion zumeist EF 80) ist mit ihrer Kapazität somit die bestimmende Resonanzkapazität, und ihr Wert beeinflußt den Abgleich des Bild-ZF-Verstärkers. Da es bei der Fertigung der Röhren unvermeidliche Streuungen in den elektrischen Werten gibt, kann deshalb ein Röhrenwechsel die Abstimmung der einzelnen Kreise verändern.
Von Zeit zu Zeit ist ein Röhrenwechsel wegen natürlichen Verbrauchs (Emissionsverlust) oder eines Fehlers im System erforderlich. Während im Zeilen- oder Bildkipp und auch im Tonendteil ein Röhrenwechsel unkritisch ist, ist ein Röhrenwechsel im Bild-ZF-Verstärker ohne eine anschließende Überprüfung der Durchlaßkurve nicht zu empfehlen. Schon das wahllose Vertauschen von Röhren gleichen Typs, eine beliebte Prüfmethode bei Schnellreparaturen ohne ausreichende Meßgeräte, kann den exakten Abgleich eines Fernsehempfängers verändern. Das zeigt sich bei besonders krassen Fällen in Fahnenbildung oder im Überschwingen der Konturen auf dem Bildschirm. Vielfach erkennt man nicht nach dem Röhrenwechsel, ob sich die vorgeschriebene ZF-Durchlaßkurve und damit das Bild des Empfängers verändert hat. Das Erinnerungsvermögen für optische Eindrücke ist beim Menschen nicht so ausgeprägt wie andere Sinnesorgane, daher wird selten die fehlende Auflösung des Bildes sofort bemerkt.
Noch kritischer ist ein Röhrenwechsel bei Importempfängern (z. B. Tesla, Orion). Die in diesen Empfängern eingesetzten Röhren stammen meistens aus der eigenen Produktion des Landes oder wiederum aus Importen. Schon das Äußere der Röhren aus diesen Empfängern läßt Konstruktionsunterschiede gegenüber unseren Röhren erkennen. Diese Unterschiede lassen Abweichungen in den technischen Daten zwischen diesen Röhren und den Röhren aus unserer Produktion vermuten.
Die Überprüfung der Bild-ZF eines solchen Empfängers vor und nach dem Röhrenaustausch bringt die Bestätigung. Bild 1 zeigt die Durchlaßkurve eines ,,Orion" vor dem Auswechseln der Röhren im Bild-ZF-Verstärker. Danach wurden die Röhren des Empfängers gegen neue Röhren aus der DDR-Produktion ausgetauscht. Es ergab sich dabei, wie Bild 2 zeigt, eine deutlich erkennbare Verschiebung der Durchlaßkurve.

Das bedeutet, daß ein Röhrenwechsel im Bild-ZF-Verstärker eines Fernsehempfängers einen Neuabgleich oder Nachgleich erforderlich machen kann, will man einen dadurch entstehenden Qualitätsverlust bei der Bildwiedergabe vermeiden.

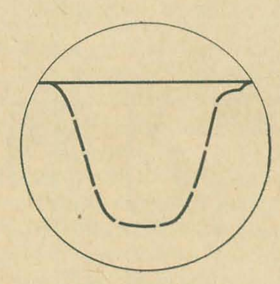


**Bild 1: Durchlaßkurve vor dem Röhrenwechsel**

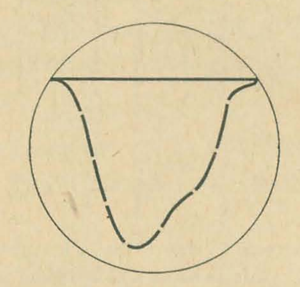


**Bild 2: Durchlaßkurve nach dem Röhrenwechsel**

Legt man Wert auf ein einwandfreies Gerät und damit auf einen guten Bildempfang, so muß man nach Röhrenwechsel im Bild-ZF-Teil den Abgleich auf eine einwandfreie Durchlaßkurve überprüfen und, falls erforderlich, die notwendige Korrektur durchführen.
Abschließend soll darauf hingewiesen werden, daß der Abgleich eines Fernsehempfängers einem erfahrenen Fachmann mit entsprechenden Meßgeräten, wie Wobbelsender mit Markengeber, Oszillograf und Röhrenvoltmeter, vorbehalten sein soll. Während ein Rundfunkempfänger noch mit etwas Fingerspitzengefühl und ohne großen Aufwand hingebogen werden kann, ist das bei einem Fernsehempfänger nicht mehr möglich.

*Heinz Foerster*

## Übersteuerungen und Überlastungen von Röhren durch mangelhaften Isolationswiderstand ungeeigneter Koppelkondensatoren

Ein Fehler, der nicht selten bei Nf- und Endstufen auftritt, sind mehr oder weniger starke Verzerrungen, die mit größerer Lautstärke stark anwachsen. Die Vermutung, die Ursache des Fehlers im Lautsprecher selbst zu suchen, erweisen sich durch einfache Überprüfung mit den Signalverfolger schon oft als falsch. Die Ursache ist vielmehr ein falscher Arbeitspunkt der Vor- oder Endröhre, der durch den fehlerhaften Koppelkondensator entstanden ist, der den geforderten Isolationswert von $> 100$ MΩ nicht mehr besitzt. Besonders die Papierwickelkondensatoren in nicht tropenfester Ausführung besitzen öfter Isolationswiderstände bis zu 10 MΩ herunter. Mit dem Gitterableitwiderstand in der Größenordnung von 0,5 ··· 1 MΩ bildet der Isolationswiderstand des Kondensators einen Spannungsteiler für die an der Vorröhre meist mit 30 ··· 100 V liegenden Anodengleichspannung. Bei einem 1-MΩ-Gitterwiderstand und nur 10-MΩ-Isolationswiderstand des Kondensators wirkt eine positive Spannung von 3 ··· 10 V der negativen Vorspannung des Gitters entgegen. Durch die damit verbundene Anodenstromerhöhung fällt zwar bei automatischer Vorspannung am Katodenwiderstand wieder eine höhere Spannung ab, dadurch kann es aber jederzeit zu Übersteuerungen durch Gitterstromeinsatz der Röhre kommen. Die Anodenspannung fällt dann auch in solchen Extremfällen je nach Ohmwert des Siebwiderstandes entsprechend ab. Da dadurch die zulässige Anodenverlustleistung der Röhre überschritten werden kann, ist somit ein vorzeitiger Verschleiß oder ein ,,Unfalltod" der Röhre nicht ausgeschlossen. Bei Reparaturen erscheint es deshalb als unbedingt notwendig, die Vorspannung nicht nur am Widerstand zu messen, an dem sie abfällt, sondern mit einem hochohmigen Instrument (Röhrenvoltmeter), dessen Eingangswiderstand im betreffenden Meßbereich $\geqq$ zehnmal so hoch ist wie der verwendete Gitterwiderstand, am Gitter selbst nachzumessen. Man wird erstaunt sein, wie oft diese beiden Meßwerte stark voneinander abweichen. Verwunderlich ist, daß heute noch derartige Wickelkondensatoren, deren Isolationswiderstand zu gering ist oder schon nach kurzer Zeit untragbare Werte angenommen hat, bereits im Herstellerwerk selbst oder bei einer Reparatur verwendet worden sind. Bei einem TV-Gerät ,,Berolina" mußten innerhalb von etwa acht Monaten sämtliche im Leistungsmultivibrator vorhandenen Papierkondensatoren mit schlechtem Isolationswiderstand gegen Kunststoffolienkondensatoren (Styroflex) gewechselt werden, die zur Zeit wohl die solidesten Ausführungen sind. Bei einem Test mit etwa 30 Sikatropkondensatoren mit Kapazitätswerten von 1 nF ··· 100 nF, die das beachtliche Alter von rund 20 Jahren aufweisen, konnte bei keinem der Exemplare ein Isolationswert von $<$ 100 MΩ festgestellt werden, während neuere Ausführungen zum Teil diesen Wert beachtlich unterschreiten. *Kurt Wornatsch*

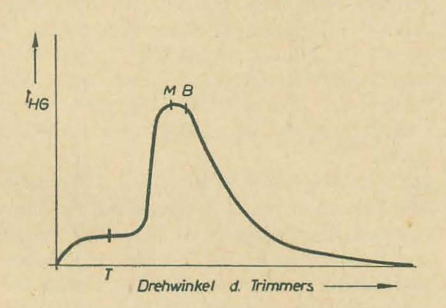
## Keine Bildsynchronisation und schlechte Bildqualität beim ,,Iris 17 B"

Ein Auswechseln der für diesen Fehler in Frage kommenden Röhren brachte keinen Erfolg. Die Spannungen an den Röhren entsprachen denen, die in der Schaltunterlage angegeben waren.
Eine Kontrolle der Bildimpulse zeigte, daß sie viel zu klein waren. Mit größter Verstärkung des Oszillografen konnte man die Bildimpulse an der ECC 82 ($Rö_8$) gerade noch sichtbar machen.
Als Fehlerquelle wurde der Kondensator $C_{69}$ (0,1 μF) ermittelt. Der Kondensator besaß nicht mehr seine angegebene Kapazität, so daß die Übertragung der in der Frequenz niedrigen Bildimpulse unmöglich war.

*Rolf-Peter Wegner*

### Ausfall des HF-Generators bei einem BG 20⁻⁴

Bei einem Tonbandgerät „Smaragd“ BG20⁻⁴ fiel der HF-Generator teilweise aus, d. h. gelöscht wurde fast garnicht, während auf einem Leerband noch brauchbare Aufnahmen gemacht werden konnten. Dies wurde auf eine altersschwache ECL 82 zurückgeführt. Nach einem Röhrenwechsel arbeitete das Gerät wieder einwandfrei. Bereits ein halbes Jahr später trat der gleiche Fehler wieder auf. Diesmal fiel jedoch auf, daß das Gerät zeitweilig einwandfrei arbeitete. Aber die Suche nach der kalten Lötstelle oder dergleichen blieb ergebnislos. Bei der Messung des HF-Löschstromes wurde etwas sehr Interessantes festgestellt. Beim Abstimmen auf maximalen HF-Strom zeigte sich am Meßwiderstand etwa der Spannungsverlauf nach dem beistehenden Bild. Es entstand eine




Treppe mit einer sehr steilen Flanke. Nach dem Umbau des Netzteiles entsprechend der Schaltung des BG20⁻⁵, wobei übrigens die ECL 82 geschont wird und deshalb der Umbau nur zu empfehlen ist, lag der Punkt T zwar höher, aber die Stufe blieb. Wenn nun also ein Gerät durch Altern der Röhre infolge zu hoher Schirmgitterspannung beim BG 20⁻⁴ im Punkt M arbeitet, ist es durchaus möglich, daß es bei Netzspannungsschwankungen auf den Punkt T abfällt. Das zeigt, daß durchaus nicht immer die Röhre die Fehlerquelle ist. Nachdem bei dem genannten Gerät das Netzteil geändert und der Generator auf den Punkt B eingestellt wurde, arbeitet es schon längere Zeit zufriedenstellend.

*Norbert Strache*

# Tonaufzeichnung auf 8-mm-Schmalfilm mit Magnetspur

*SIEGFRIED SCHÜTZE*

### Verfahren der Schmalfilmvertonung

Bei der Tonaufzeichnung und -wiedergabe von Schmalfilmen, besonders im 8-mm-Format, haben sich zwei Verfahren durchgesetzt. Allgemein bekannt ist das sogenannte Zweibandverfahren, bei dem als Tongerät ein handelsübliches Heimbandgerät dient. Den erforderlichen Synchronismus zwischen Schmalfilmprojektor und Bandgerät stellt ein Tonkoppler her, der in Abhängigkeit von der Laufgeschwindigkeit des Magnetbandes die Drehzahl des Projektors steuert. Auftretende Synchronabweichungen können durch Korrektureinrichtungen ausgeglichen werden. Die erreichbare Tonqualität hängt allein von den technischen Daten des Bandgerätes ab. Der Aufwand an Geräten ist erheblich, und es werden bei der Vorführung gewisse Anforderungen an das Geschick des Filmamateurs gestellt, um die verschiedenen Geräte im Dunkeln störungsfrei zu bedienen.
Die zuletzt genannten Schwierigkeiten werden bei der Anwendung des Einband- oder Randspurverfahrens weitgehend vermindert. Infolge der gemeinsamen Speicherung von Bild und Ton auf einem Streifen können Projektor und Tongerät zu einer Einheit zusammengefaßt werden. Synchronfehler bei der Vorführung sind ausgeschlossen und die Bedienung beschränkt sich auf ein Gerät. Diesen Vorteilen für den Verbraucher stehen eine Reihe technischer Probleme bei der Entwicklung und Herstellung von Einbandprojektoren gegenüber.

### Technische Probleme bei der Konstruktion von Randspurgeräten

Gegenüber einem Magnetband neuerer Fertigung hat die auf einem Schmalfilm aufgegossene oder aufgeklebte Randspur wesentlich abweichende Eigenschaften. Im Gegensatz zu dem nur etwa 20 ··· 60 μm starken Bandträger hat der handelsübliche Bildfilm eine Stärke von etwa 150 μm. Daraus folgt eine erheblich höhere Steifigkeit. Der Film legt sich schlechter an die Kopfoberfläche an. Außerdem, und das ist die größte Störungsquelle, verwölbt sich der Film im Bereich zwischen Filmkante und Perforation. Dies ist auf innere Spannungen im Material infolge des Stanzens der Perforationslöcher zurückzuführen. Beim

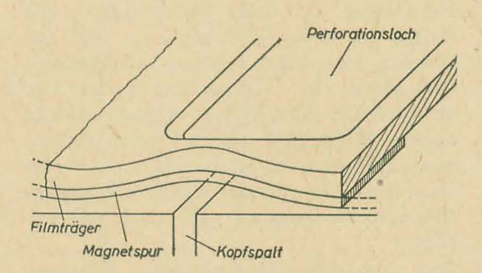



**Bild 1: Verwölbter Film im Bereich der Perforation**

8-mm-Schmalfilm liegt in diesem Bereich die Magnetspur und unterliegt damit der gleichen Verwölbung. Diese Verwölbung führt zu periodischen Abstandsänderungen zwischen Magnetspur und Kopf (Bild 1).
Sowohl beim Aufzeichnen als auch beim Wiedergeben führen derartige Abstandsänderungen zu Pegelschwankungen. Der Pegelverlust ist wellenlängenabhängig, so daß sich infolge der periodischen Abstandsschwankungen eine um so stärkere Amplitudenmodulation der aufgezeichneten Information ergibt, je höher deren Frequenz ist. Bild 2 zeigt die Frequenzabhängigkeit der Amplitudenmodulation. Das ist ein wichtiger Gesichtspunkt für die Festlegung der oberen Grenzfrequenz der Anlage.

Eine weitere Schwierigkeit stellt die geringe Spurbreite dar. Sie liegt mit 0,8 mm noch erheblich unter der Viertelspur des Standardbandes. Aus dieser Tatsache ergeben sich hohe Anforderungen an den Störspannungsabstand des Wiedergabeverstärkers und die Abschirmung des Magnetkopfes sowie dessen Zuleitungen gegen magnetische Störfelder. Auch die Laufgeschwindigkeit des 8-mm-Filmes ist verhältnismäßig gering. Sie beträgt bei einer Bildwechselzahl von 24 $s^{-1}$ 9,1 cm · $s^{-1}$, bei einer Bildwechselzahl von 18 $s^{-1}$ 6,85 cm · $s^{-1}$ und bei einer Bildwechselzahl von 16 $s^{-1}$ nur noch 6,1 cm · $s^{-1}$. Das erfordert beste magnetische Eigenschaften der Magnetschicht. Eine weitere Störungsquelle ist der ruckweise Transport des Filmes im Bildfenster des Projektors. Besondere Filtereinrichtungen müssen im Tonteil angebracht werden, um dem Film am Kopf den notwendigen Gleichlauf zu verleihen.
Diese Faktoren müssen beim Entwurf eines Magnetspeichergerätes für 8-mm-Randspurfilm berücksichtigt werden, um zu einem günstigen Kompromiß zwischen den teilweise in direktem Widerspruch stehenden Forderungen zu kommen.

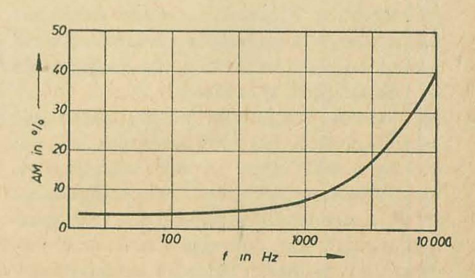



**Bild 2: Frequenzabhängigkeit der Amplitudenmodulation**

## Wege zur Qualitätsverbesserung der Aufzeichnung auf Randspur

Die Maßnahmen zur Verringerung der verfahrensbedingten Störgrößen beginnen bei der Herstellung des Filmes. Messungen an verschiedenen 8-mm-Filmen ergaben große Unterschiede in der Verwölbung des Filmträgers zwischen Perforation und Filmkante. Ohne auf die Unterschiede zwischen den einzelnen Fabrikaten näher einzugehen, kann festgestellt werden, daß sich Farbfilme durchweg stärker verwölben als Schwarzweißfilme, länger gelagerte Filme stärker als fabrikfrische. Auch innerhalb einer Filmsorte eines Herstellers ergeben sich erhebliche Unterschiede in der Beschaffenheit des Trägers im Bereich der aufzubringenden Magnetspur. Mit zunehmender Verbreitung des Randspurtones werden deshalb die Hersteller von Schmalfilmen diesen Eigenschaften ihrer Erzeugnisse mehr Beachtung schenken müssen.

Beim Aufbringen der Magnetspur sind zwei Verfahren üblich. Das erste besteht darin, daß man mittels einer Düse das in einem Lösungsmittel aufgeschwemmte Magnetpulver auf den Film gießt. Diese Methode führt vor allem dann, wenn die Beschichtung nicht vom Filmhersteller selbst vorgenommen wird, zu unbefriedigenden Ergebnissen. Die Haltbarkeit der Magnetspur auf der Unterlage ist oft gering, die Schichtdicke schwankend. Aus diesen Gründen macht man in letzter Zeit fast ausschließlich von der zweiten Methode Gebrauch. Diese besteht darin, ein auf 0,8 mm Breite geschnittenes Magnetband auf den Film aufzukleben. Man erhält so eine

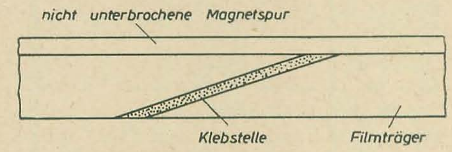



**Bild 3: Keilschnitt-Klebstelle**

hinsichtlich Breite und Schichtdicke sehr gleichmäßige Spur, die außerdem noch die spiegelglatte Oberfläche eines modernen Magnetbandes aufweist. Letztere Eigenschaft ist besonders wichtig, um den Abschliff der Magnetköpfe gering zu halten. Das Aufkleben der Magnetspur erfordert keine komplizierten Geräte und kann in jedem größeren Fotolabor erfolgen.

Bei der Bildaufnahme eines Schmalfilmes sollte der Amateur auch daran denken, daß jede Klebstelle im Film zu einer mehr oder weniger hörbaren Pegelschwankung des aufgezeichneten Tones führt. Durch entsprechende Regie kann er die Zahl der notwendigen Klebstellen auf ein Mindestmaß senken. Die verbleibenden Klebstellen müssen dann mit größter Sorgfalt hergestellt werden. Als beste Ausführungsform hat sich der sogenannte Keilschnitt (Bild 3) erwiesen.

Wie bereits festgestellt wurde, liegen die Schwierigkeiten bei der Aufzeichnung auf Randspur vor allem in der mangelhaften Amplitudenkonstanz des wiedergegebenen Signales. Bei der Konstruktion des Transportwerkes und der Führungs- und Andruckelemente muß dieser Tatsache besondere Beachtung geschenkt werden. Schon bei der Filmführung zeigt sich ein wesentlicher Unterschied gegenüber dem Magnetbandgerät. Die Führung des Filmes vor dem Aufzeichnungs-Wiedergabekopf erfolgt geradlinig, d. h. es ist kein Umschlingungswinkel vorhanden. Die Ursache dafür liegt in der Perforation des Filmes. Biegt man nämlich ein Stück Film mit einem bestimmten Krümmungsradius, so bildet die Filmkante auf der Perforationsseite keinen Kreisbogen, sondern wölbt sich infolge der wechselnden Steifigkeit neben Perforationsloch und -steg unterschiedlich durch.

Ließe man den Film in der üblichen Weise den Kopf umschlingen, so entstünden periodische Abstandsänderungen zwischen Kopfspiegel und Magnetspur, die eine kräftige Amplitudenmodulation bewirken. Die Modulationsfrequenz ist dabei von der Anzahl der in der Sekunde am Kopf vorbeilaufenden Perforationslöcher abhängig, liegt also bei 16 bzw. 24 Hz. Dieser Effekt wird durch die geradlinige Führung des Filmes vor dem Kopf vermieden. Diese bedingt allerdings eine Andruckvorrichtung am Kopfspalt.

Außerdem darf der Kopfspiegel keinen allzu kleinen Krümmungsradius besitzen, um Welligkeit des Frequenzganges bei tiefen Frequenzen zu vermeiden. Am günstigsten verhält sich in dieser Hinsicht ein auf etwa 3 ··· 4 mm Länge eben geschliffener Kopfspiegel. Als Andruckvorrichtung können sowohl Rollen, als auch federnde Druckplatten verwendet werden. Weiterhin sind Geräte bekannt, bei denen der Magnetkopf federnd gegen den Film gedrückt wird, wobei der Film in einer feststehenden Führung läuft. Mit diesen Maßnahmen läßt sich, einwandfreien Film vorausgesetzt, die Amplitudenmodulation auf Werte unter 10% senken, bezogen auf eine Meßfrequenz von 5 kHz. Sowohl hinsichtlich der mit steigender Frequenz schnell anwachsenden Amplitudenmodulation, als auch im Interesse eines erträglichen Störspannungsabstandes, ist es zweckmäßig, die obere Grenzfrequenz der Anlage auf etwa 8 kHz zu legen und alle höheren Frequenzen durch entsprechende Maßnahmen im Wiedergabeverstärker zu unterdrücken. Man erreicht so eine subjektiv bessere Wiedergabe als mit einer Anlage, deren Frequenzgang bis 10 kHz reicht, wobei diese hohen Frequenzen infolge der starken Amplitudenmodulation rauh und zerrissen klingen.

Zum Ausgleich der ruckweisen Bewegung des Filmes im Bildfenster gegenüber der

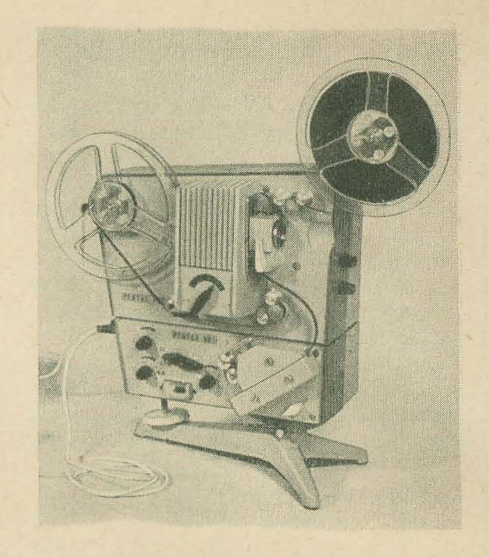



**Bild 4: Projektor Pentax P 81 mit Magnettonuntersatz Pentax M 81 vom VEB Kamera- und Kinowerke Dresden**

gleichförmigen Bewegung im Tonteil wird der Film zwischen diesen beiden Baugruppen in eine freiliegende Schleife gelegt. Diese Schleife muß möglichst so gelegt werden, daß die im Tonteil auftretende Komponente der Kraft, die im Moment des Bildwechsels vom Greifer auf den Film übertragen wird, nahezu Null ist. Dies ist in der Regel dann der Fall, wenn die Austrittsrichtung des Filmes aus dem Bildfenster mit der Eintrittsrichtung in den Tonteil einen rechten Winkel bildet. Im Einlauf in den Tonteil ist stets eine gebremste Rolle o. ä. angeordnet, die den erforderlichen Filmzug im Bereich der Magnetköpfe herstellt.

Meist erfolgt der Antrieb des Filmes vom Projektor aus. Das bedeutet, daß an die Drehzahlkonstanz des Projektors hohe Anforderungen gestellt werden. Als Antriebsmotor dient deshalb vorzugsweise ein Induktionsmotor. Das hat gleichzeitig den Vorteil, daß Störungen durch Kollektor- oder Reglerfunken von vornherein ausgeschlossen sind.

## Der Bild-Tonprojektor Pentax PM 81

Die beschriebenen technischen Gegebenheiten wurden bei der Entwicklung des Randspur-Zusatzgerätes Pentax M 81 des VEB Kamera- und Kinowerke Dresden weitgehend berücksichtigt. Bild 4 zeigt das Gerät mit dem zugehörigen Projektor Pentax P 81.

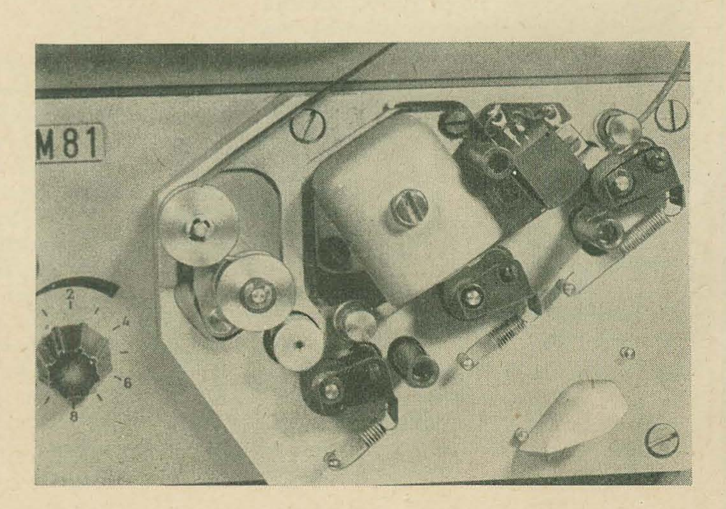



**Bild 5: Ansicht des Transportwerkes**

Da im Pentax M 81 kein Antriebsmotor eingebaut ist, wird der Film mittels der unteren Zahntrommel des Projektors durch den Magnettonteil gezogen. Im Bild 5 ist das Transportwerk des Pentax M 81 im Ausschnitt gezeigt. Zur besseren Übersicht sind die

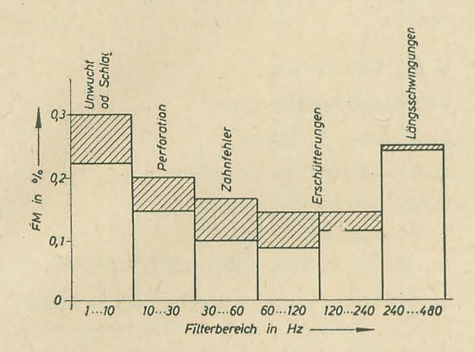



**Bild 6: Frequenzspektrum der Gleichlaufschwankungen**

äußeren Abschirmkappen abgenommen. Man erkennt im Filmweg die Antriebszahnrolle, den federnden Pendelausgleich, die Stabilisierungsrolle mit Andruckrolle, den Aufzeichnungs-Wiedergabekopf, den Löschkopf, die Bremsgleitbahn sowie die Führungsbolzen. Die Andruckrolle vor dem Aufzeichnungs-Wiedergabekopf sorgt in Verbindung mit der geradlinigen Filmführung für eine gute Anlage der Magnetspur im Bereich des Arbeitsspaltes. Die Bremsgleitbahn mit ihrer Andruckrolle erzeugt einesteils einen gleichmäßigen Filmzug an den Köpfen und fängt außerdem die restlichen hinter der Filmschleife noch auftretenden Stöße ab, die dem Film durch den ruckweisen Transport im Bildfenster erteilt werden. Der federnde Pendelausgleich nimmt beim Anlauf die im Film auftretende Kraftspitze auf, die durch die Beschleunigung des auf der Achse der Stabilisierungsrolle sitzenden Schwungrades vom Stillstand auf die Nenndrehzahl von 160 $min^{-1}$ entsteht.

Der mit dieser Anordnung gemessene Gleichlauffehler liegt unter 0,6% über Aufzeichnung und Wiedergabe. Messungen an Randspurgeräten anderer Hersteller ergaben durchweg ähnliche Werte des Gleichlauffehlers. Bild 6 zeigt das Frequenzspektrum der Gleichlaufschwankungen, gemessen mit Verzerrungsmeßplatz MM 5. Über den einzelnen Bereichen sind die Fehlerquellen eingetragen, die als Ursache für die Gleichlaufschwankungen in Frage kommen. Die Amplitudenmodulation eines 5-kHz-Tones liegt über Aufzeichnung und Wiedergabe zwischen 5 und 10%. Das Frequenzspektrum ist im Bild 7 dargestellt.

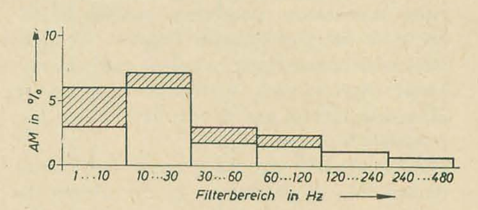



**Bild 7: Frequenzspektrum der Amplitudenschwankungen**

Aufzeichnungsverstärker, Wiedergabevorverstärker und Lösch- bzw. Vormagnetisierungsgenerator sind voll mit Transistoren bestückt. Bild 8 zeigt den Stromlaufplan des Gerätes. Bei Wiedergabe gelangt das Signal vom Kopf über den Koppelkondensator $C_1$ an die Basis des in Emitterschaltung arbeitenden Transistors $T_1$. $C_1$ ist ein MP-Kondensator, da der Reststrom eines Elektrolytkondensators zur Magnetisierung des Magnetkopfes und damit zum Rauschen bei Wiedergabe führt. Nach einer etwa 30fachen Verstärkung wird das Signal der Entzerrerstufe zugeführt, deren Funktion im folgenden genauer erklärt werden soll.

Im Emitterkreis vom $T_2$ liegt ein Gegenkopplungsnetzwerk, bestehend aus den Induktivitäten $L_1$ und $L_2$, den Kondensatoren $C_5$, $C_6$ und $C_7$ sowie den Widerständen $R_{14}$ und $R_{15}$. In Stellung „Wiedergabe" bildet $L_2$ mit $C_5$ einen Reihenresonanzkreis ($f_r = 62{,}5$ Hz), mit $L_1$, $C_6$ und $C_7$ einen Parallelschwingkreis ($f_r = 1$ kHz). $L_1$ bildet wiederum mit $C_6$ und $C_7$ einen Reihenschwingkreis mit $f_r = 8$ kHz. $R_{15}$ dient zur Korrektur des Frequenzganges im Bereich um 1 kHz. Über alle drei Stufen gemessen ergibt sich der im Bild 9 dargestellte Frequenzgang, der die im vorangegangenen Abschnitt aufgestellten Forderungen hinsichtlich des genutzten Übertragungsbereiches erfüllt.

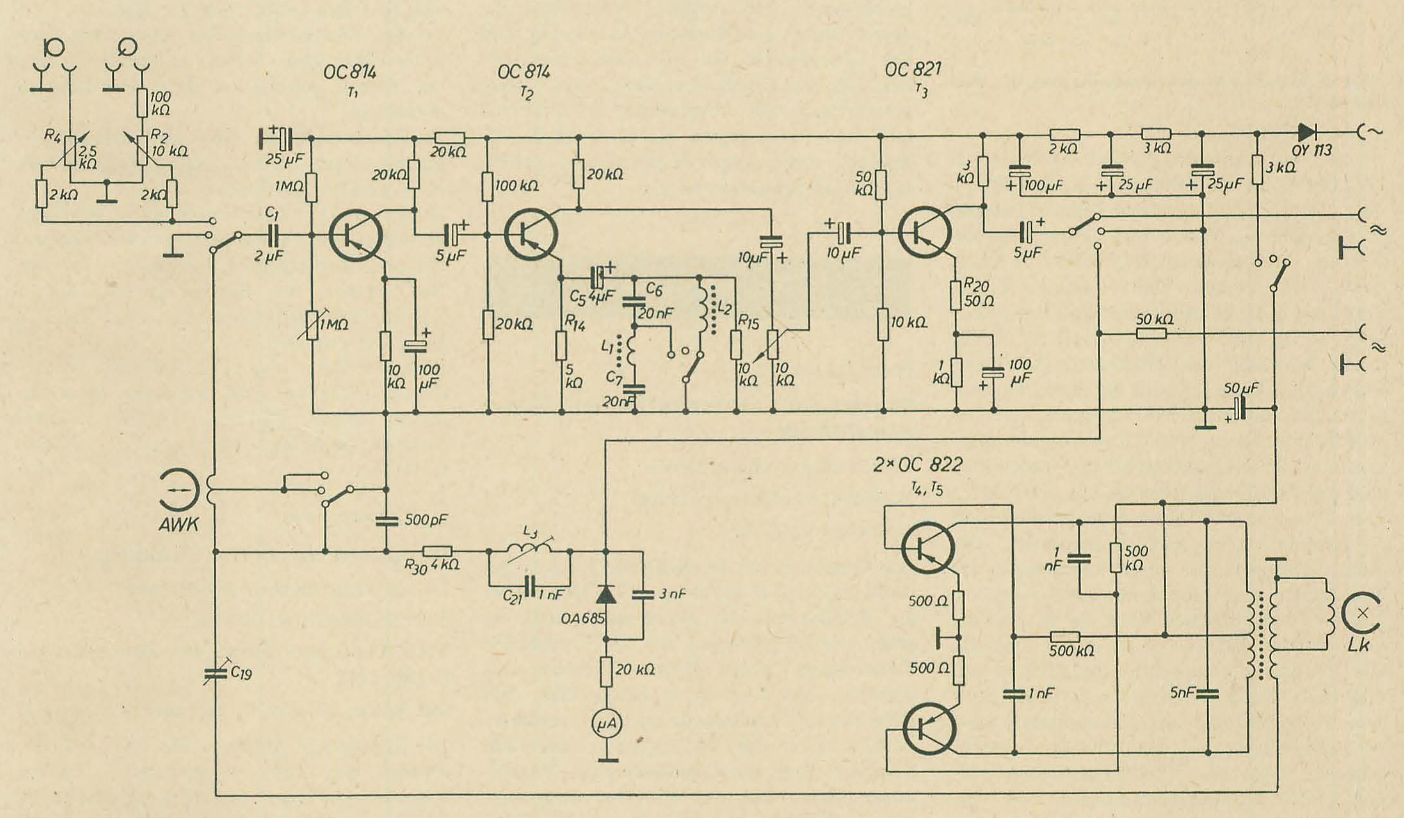



**Bild 8: Stromlaufplan des Pentax M 81**

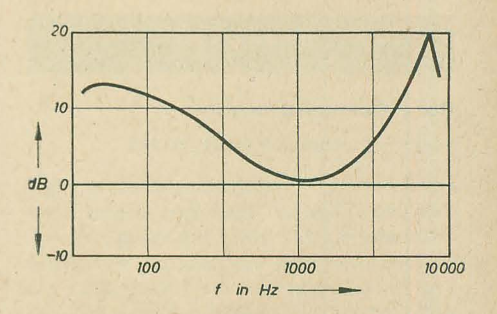



**Bild 9: Frequenzgang des Verstärkers in Stellung „Wiedergabe"**

Zwischen der Entzerrerstufe und der folgenden Stufe liegt der Lautstärkeregler. Die letzte Verstärkerstufe ist mit einem Transi-

stor höherer Leistung bestückt, da diese Stufe gleichzeitig als Endstufe beim Aufzeichnen arbeitet. Die Stromgegenkopplung mittels $R_{20}$ setzt den Eingangswiderstand von $T_3$ herauf und verhindert so eine zu starke Rückwirkung auf die Entzerrerstufe in Abhängigkeit von der Stellung des Lautstärkereglers. An der Ausgangsbuchse steht bei einer Aussteuerung der Magnetspur auf 32 mM/mm und voll aufgedrehtem Regler eine Spannung von etwa 1,5 $V_{eff}$ zur Verfügung. Der Quellwiderstand ist dabei $\leq 3\,k\Omega$.

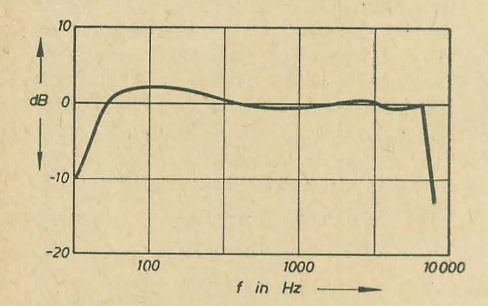



**Bild 10: Über — Alles — Frequenzgang des Pentax M 81**

In Stellung ,,Aufnahme" wird die Basis von $T_1$ über $C_1$ an die Mischregler $R_2$ und $R_4$ gelegt. In der Entzerrerstufe liegt $C_6$ parallel zu $R_{14}$ und $R_{15}$ und bewirkt eine Höhenanhebung, die, beginnend bei 1 kHz, bei 8 kHz etwa 7 dB beträgt. Vom Kollektor $T_3$ gelangt das Aufzeichnungssignal über den Sperrkreis $L_3$, $C_{21}$ und den Widerstand $R_{30}$ an die halbe Wicklung des Aufzeichnungs-Wiedergabekopfes. Über $C_{19}$ wird der hochfrequente Vormagnetisierungsstrom zugeführt. Der Generator für Lösch- und Vormagnetisierungsstrom ist in Gegentaktschaltung ausgeführt und mit zwei Transistoren OC 822 bestückt.
Der Frequenzgang über Aufzeichnung und Wiedergabe ist im Bild 10 dargestellt. Die Aussteuerungsanzeige erfolgt durch das in der Frontplatte eingelassene Profilinstrument.
Mit dem beschriebenen Gerät ist es möglich, bei normalen Ansprüchen an die Tonqualität die Vertonung von 8-mm-Schmalfilmen auf einfachste Weise durchzuführen. Durch weitere Verbesserungen des Filmmaterials wird es in absehbarer Zeit möglich sein, die technischen Daten von Heimbandgeräten entsprechender Bandgeschwindigkeit zu erreichen.

## Referate

### Der Flüssigkeitstransistor

Sdělovací technika 8 (1961) S. 302

Im Jahre 1949 veröffentlichten zwei jugoslawische Physiker (und kurz darauf übereinstimmend, aber völlig unabhängig davon, ein Kollektiv von sowjetischen Forschern) eine Entdeckung, daß die Grenzschicht von zwei Elektrolyten auch die Eigenschaft der Gleichrichtung hat, wobei der Prozeß der Gleichrichtung ähnlich wie beim pn-Übergang verläuft.
Die beiden jugoslawischen Physiker begannen gleich nach der erfolgreichen Konstruktion so einer ,,flüssigen Halbleiterdiode" auch auf der Basis des gleichen Grundgedankens mit der Entwicklung eines Transistors. Wie aus ihren Veröffentlichungen in der Fachpresse hervorgeht, gelang es ihnen, das Problem der Steuerung und Verstärkung zumindest im Prinzip zu lösen.
Grundlagen dieses ,,Flüssigkeitsverstärkers" sind zwei Flüssigkeitsgleichrichter, wie sie in den Jahren 1958 bis 1959 entwickelt wurden. Der eigentliche Prozeß der Gleichrichtung erfolgt an der Stelle der Berührung (Übergänge) von zwei Elektrolyten in unmittelbarer Nähe einer besonderen Membrane, welche gleichzeitig als Ionenaustauscher fungiert. An diese Gleichrichterschaltung wurden zwei Stromkreise angeschlossen, wovon der eine als der Hauptstromkreis und der andere als der Impulskreis bezeichnet wird.
Die Impulse des zweiten Stromkreises durchfließen den Gleichrichter in der Durchlaßrichtung. Zu diesen Zeitpunkten ist der Zufluß des Gleichstromes vom Hauptstromkreis durch eine Duodiode mit einem parallel geschalteten hochohmigen Widerstand gesperrt. Durch eine derartige Anordnung wird der Gleichrichter für eine sehr kurze Zeit leitfähig; als Ergebnis entsteht eine Stromverstärkung. Die Verstärkung kann sowohl mit dem Oszillografen als auch durch die Messung mit weniger empfindlichen Instrumenten nachgewiesen werden.

## Fachbücher

Heinz Gottschalk

### Bauelemente der elektrischen Steuerungstechnik

VEB Verlag Technik, Berlin

76 Seiten, 56 Bilder, 19 Tafeln

kartoniert 4,80 DM

Der Autor war vor die schwierige Aufgabe gestellt, in knapper Form einen Überblick über die Bauelemente der Steuerungstechnik zu geben. Es ist gelungen, aus der Vielzahl der vorhandenen Geräte die wesentlichsten auszusuchen und diese so zu beschreiben, daß nicht nur der Studierende und der Praktiker, sondern auch der Fachingenieur wertvolle Hinweise über die verschiedensten Bauelemente erhält. Sehr wichtig ist vor allem auch der Abschnitt 2 ,,Anforderungen an die Bauelemente".
In diesem Abschnitt ist in kurzer Form das Wichtigste für den Einsatz der Bauelemente zusammengetragen worden. Möge jeder, der elektrische Bauelemente anwendet, gerade diesen genau beachten, denn eine richtige Auswahl der Bauelemente garantiert ein unfall- und störungsfreies Arbeiten der Anlage. In einem weiteren Abschnitt erfolgt die eigentliche Beschreibung der Bauelemente, wobei nicht nur die Schaltgeräte als wichtigste Bauelemente der elektrischen Steuerungstechnik, sondern auch kontinuierliche und diskontinuierliche Meßglieder, Anzeigegeräte, Zeitrelais und einige Stellglieder besprochen werden. Die Schaltungstechnik als Kombination der verschiedensten Bauelemente wird kurz gestreift. Den letzten Abschnitt widmet der Verfasser der zukünftigen Entwicklung. Die Grundrichtung, die hier vom Verfasser angegeben wird, wie Übergang zu kontaktlosen Elementen, Miniaturisierung, Mikro-Modultechnik und gedruckte Bauelemente, ist durchaus richtig, kann aber z. T. nicht mehr als zukünftige Entwicklung bezeichnet werden, da z. B. die kontaktlosen Steuerungen in der DDR bereits produziert und angewendet werden. *Blüsch*

Hagen Jakubaschk

### Transistorschaltungen

Band 20 aus der Reihe

,,Der praktische Funkamateur"

Verlag Sport und Technik,

Neuenhagen bei Berlin

104 Seiten, 43 Bilder, kartoniert, 1,90 DM

Diese kleine Broschüre richtet sich in erster Linie an Bastler, die sich mit Transistorschaltungen befassen wollen. Dabei werden die einzelnen Schaltungen soweit behandelt, wie für das Verständnis über die Wirkungsweise und den Nachbau erforderlich ist. Nach einer allgemeinen Beschreibung des Aufbaus von Transistorschaltungen werden folgende Gebiete auf Grund praktischer Schaltungsbeispiele behandelt:
Rundfunkempfänger, NF-Verstärker, Schwingungserzeuger, Gleichspannungswandler sowie Meß- und Regeltechnik.
Die Auswahl der Schaltungen ist gut gelungen, vor allem deshalb, weil es sich in der Mehrzahl um praktisch erprobte Schaltungen handelt. Der Versuch, dem Bastler ein bescheidenes Transistor-Schaltungslexikon in die Hand zu geben, ist gelungen.
Vielleicht hätte man noch folgendes berücksichtigen können: eine Schaltung eines einfachen Dioden- und Transistorprüfers; bessere Auswahl der Fotografien, Angabe von Literaturstellen. *Beller*

K. K. Aglinzew

### Dosimetrie ionisierter Strahlung

Übersetzung aus dem Russischen

1957 in Moskau erschienen

VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften Berlin, 1961

522 Seiten, 374 Bilder, 96 Tabellen, 67,— DM

Die vorliegende Monographie von Aglinzew ergänzt den 1960 erschienenen ,,Großen Kment-Kuhn" [s. radio und fernsehen 24 (1961)], der sich vorwiegend mit den praktischen Problemen der Kernstrahlungsmessung befaßte, nach der theoretischen Richtung hin. Das Buch ist in 22 Kapitel gegliedert, in denen logisch aufeinanderfolgend die Wechselwirkungen zwischen den wichtigsten Strahlungsarten (geladene Teilchen, Photonen und Neutronen) und Materie, die Maßeinheiten der Aktivität und der Dosis, die verschiedenen Kernstrahlungsdetektoren (Ionisationskammern, Zählrohre, SEV's) und -meßmethoden (Foto-, chemische und kalorimetrische Methoden), die Charakteristika der wichtigsten Strahler, einige Eichmethoden, die Dosimetrie von Röntgen-, $\gamma$-, $\alpha$-, $\beta$- und Neutronenstrahlung, Aktivitätsmessungen in Gasen und Aerosolen, Elektronik der Kernstrahlungsmeßgeräte und das Wichtigste über den Strahlungsschutz erläutert werden. Den meisten Raum nehmen die mit der $\gamma$-Strahlung zusammenhängenden Fragen ein, während die

Theorie und besonders die Dosimetrie der Neutronen geradezu fragmentär kurz gehalten sind. Doch weder dies noch einige kleine Ungenauigkeiten, wie z. B. die Angabe auf Seite 261 „... durch ... Glasfärbung ... kann ... eine Dosismessung im Bereich von $10^4$ bis $10^5$ r durchgeführt werden" (tatsächlich ist dies mit den meisten Gläsern bis $10^7$ und mit einigen bis $10^9$ r möglich) können den großen Wert dieses Buches wesentlich mindern.
Die zitierte Literatur ist den einzelnen Kapiteln nachgeordnet.
Als Anhang wurde der deutschen Ausgabe eine umfangreiche Auswahl wichtiger Monographien, Lehrbücher, DIN-Normen, Vorschriften u. dgl. zum behandelten Themenkreis beigefügt. Zum vollen Verständnis der Arbeit sind zumindest Fachschulgrundkenntnisse der höheren Mathematik sowie der Physik und Chemie erforderlich. Der „Aglinzew" kann all denen empfohlen werden, die sich mit der Anwendung und Messung von Kernstrahlung beschäftigen. *Langhans*

P. K. Gorochow

**Russisch-Deutsches Wörterbuch der Funktechnik**

Staatsverlag für physikalisch-mathematische Literatur, Hauptredaktion für technisch-wissenschaftliche Wörterbücher, Moskau, 1961

390 Seiten, Lederin 4,95 DM

Dieses Fachwörterbuch ist hervorragend geeignet, deutschen Wissenschaftlern und Ingenieuren, die auf dem Gebiet der Funktechnik tätig sind, die Auswertung der sowjetischen Literatur erheblich zu erleichtern. Mit seinem umfassenden Wortschatz aus allen Gebieten der Funktechnik und Elektronik (z. B. Funkverbindung und -ortung, Fernsehtechnik, Rechentechnik), dem wichtige Termini aus den Nachbargebieten (Mathematik, Physik, allgemeine Elektrotechnik, Regelungstechnik, Elektroakustik) beigeordnet sind, wird es auch dem technischen Übersetzer wertvolle Dienste leisten. Eine Zusammenstellung der in der sowjetischen funktechnischen Literatur vorkommenden Abkürzungen mit den zugehörigen deutschen Begriffen vervollständigt den Inhalt des nützlichen und wertvollen Werkes. *Frahn*

A. Fiebranz

**Antennenanlagen für Rundfunk- und Fernsehempfang**

Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH Berlin-Borsigwalde, 1961

235 Seiten, 165 Bilder, 22 Tafeln, DIN A 5 Ganzleinen 22,50 DM

Die zunehmende Verbreitung des UKW-Hörrundfunk- und Fernsehempfanges mit ihren immer komplizierter werdenden Zusammenhängen ergibt für den Praktiker die Notwendigkeit, sich mit den Problemen dieser Technik zu befassen. Das vorliegende Fachbuch behandelt diese Probleme in einer einfachen, anschaulichen Form, ohne Anwendung der höheren Mathematik, in der Theorie eng mit der Praxis verbunden. Es vermittelt die für den Praktiker unerläßliche Kenntnis der Grundlage der Antennentechnik und behandelt besonders eingehend die praktische Anwendung und Auswahl der verschiedenen Antennentypen und Zubehörteile für Antennenanlagen, von der Einzelantennenanlage bis zur Gemeinschaftsanlage. Im Vergleich zu anderen bisher erschienenen Fachbüchern enthält dieses Buch einen vollkommenen und auch dem neuesten Stand der Technik entsprechenden Streifzug durch das Gebiet der Emfangsantennentechnik.
Obwohl das Buch von einem westdeutschen Autor stammt und die erwähnten Bauelemente ausschließlich westdeutsche Erzeugnisse sind, so sind diese unseren Bauelementen im Prinzip doch gleich und enthalten meist nur geringfügige Abweichungen in ihrer elektrischen und mechanischen Ausführung. Es werden auch Zubehörteile erwähnt, die bei uns nicht oder auch noch nicht zur Verfügung stehen oder auch auf Grund weniger kritischer Empfangsverhältnisse nicht benötigt werden. Auch vereinbaren sich vereinzelte Angaben nicht mit einer bei uns in Vorbereitung befindlichen TGL (TGL 12351).
Diese Kleinigkeiten mindern aber keineswegs den Wert dieses Buches. *Rothe*

Prof. N. St. Kalitzin

**Weltraumflüge — von Ziolkowski bis Gagarin**

VEB Fachbuchverlag Leipzig, 1961

239 Seiten, 61 Bilder, 5 Tabellen

Halbleinen 5,50 DM

Das Buch ist ein guter Beitrag zum ständig steigenden Literaturangebot über die Problematik Astronautik, Raketentechnik und Satellitenbeobachtung. Es erscheint im Rahmen der polytechnischen Bibliothek, deren Herausgeber die Gesellschaft zur Verbreitung wissenschaftlicher Kenntnisse ist. Das Bändchen ist verständlich und exakt — also das, was wir von populärwissenschaftlicher Literatur erwarten. Nicht alle Veröffentlichungen auf diesem Sektor können die beiden Prädikate für sich in Anspruch nehmen — und wenige mit gleichem Recht wie das vorliegende kleine Buch.
Zum Inhalt: Neben den unerläßlichen Daten und Begriffen der Himmelsmechanik werden die Grundzüge des Raketenfluges erklärt. Dabei nimmt das Werk Rücksicht auf das unterschiedliche Bildungsniveau der mutmaßlichen Leser; allzu „mathematische" Stellen können übersprungen werden, ohne den roten Faden zu verlieren.
Eine große Rolle spielt die Raketentechnik. Ihre Treibstoffe werden verglichen und eingeschätzt. Es entspricht der objektiven Realität, daß dabei die sowjetischen Raketen den ersten Platz einnehmen. Sachlich und nüchtern legt der Verfasser diese Überlegenheit sowjetischer Technik anhand von Fakten dar.
An einigen Stellen wecken die Ausführungen Prof. Kalitzins Widerspruch. So auf S. 68/70, wenn er empfiehlt, eine Kernwaffenexplosion auf dem Mond zu unternehmen, um aus Art und Menge des Fallouts Rückschlüsse auf die Struktur unseres Himmelsbegleiters zu ziehen ... Dem Rezensenten scheint der wissenschaftliche Sinn eines solchen Experiments recht fragwürdig. Erinnern wir uns, mit welcher Vorsicht Lunik 2 desinfiziert wurde, um etwaiges Leben auf dem Monde nicht unkontrollierbar zu verändern ...
Im übrigen erfährt der Leser manche interessante und in der deutschen Presse bisher nicht veröffentlichte Einzelheit über die sowjetischen Flüge. Das Buch macht Propaganda im besten Sinne dieses oft mißbrauchten Wortes durch nicht zu bezweifelnde wissenschaftliche Tatsachen.
Nur einige Kleinigkeiten sind zu bemängeln, etwa der manchmal ein wenig hölzerne Stil der (übersetzten) Tass-Meldungen und gelegentliche Unsauberkeiten bei den Dimensionsbezeichnungen. Die Einheit „Weber" ist in der DDR nicht mehr gebräuchlich, und auch Verlagslektoren sollten langsam darauf achten, daß Masse nicht mit Kraft verwechselt werden darf (Kilogramm statt Kilopond oder umgekehrt).
Zum Schluß eine erfreuliche Anmerkung: Obwohl erst Mitte Mai Redaktionsschluß war, lag das Buch bereits fünf Monate später — sicher nicht als Erstexemplar — auf dem Tisch des Rezensenten. Unsere Verlage können also aktuell sein ... *Streng*

## AUS UNSERER VERLAGSPRODUKTION

Ing. Gerhard Schaaf

**Angewandte Fernsehtechnik**

232 Seiten, 222 Bilder, 23,— DM

Im vorliegenden Werk werden nicht nur die verschiedenartigen Anwendungen der Fernsehanlagen dargestellt, sondern auch eine ausführliche Erläuterung der schaltungstechnischen Grundlagen der elektronischen Bildübertragung und des Zusammenwirkens der einzelnen Anlagenteile gegeben.
Dieses Fachbuch will dazu beitragen, die außerordentlich vielseitigen Einsatzmöglichkeiten von „angewandten" Fernsehanlagen und den hieraus erwachsenden volkswirtschaftlichen Nutzen zu erkennen und auszuschöpfen. Mit fortschreitender Automatisierung der Industrie und zunehmender Anwendung neuer Arbeitsmethoden wird der angewandten Fernsehtechnik eine immer größer werdende Bedeutung zukommen.
Das vorliegende Fachbuch will daher das Wesen und die Anwendung dieser neuen Technik verständlich und den Leser mit den Einzelheiten der wichtigsten angewandten Fernsehanlagen vertraut machen. Es wendet sich an die in allen Zweigen der industriellen Fertigung tätigen Ingenieure, Techniker und Meister. Zugleich soll auch der große Kreis der Funkamateure angesprochen und ihnen ein Weg gewiesen werden, sich künftig auch mit der Bildübertragung zu beschäftigen, ohne daß die dazu benötigten Mittel ins Uferlose steigen.
Aus dem Inhalt sind folgende ausführliche Abschnitte zu nennen:

Grundlagen der Bildübertragung
Fernsehraster und Fernsehsignal
Bildaufnahmeröhren und deren Schaltung
Videoverstärker
Synchron- und Ablenkgeneratoren
Aufbau und Funktion vollständiger Anlagen
Hinweise für zweckmäßiges Projektieren der Übertragungswege
Inbetriebnahme von Fernsehanlagen
Servicetechnik der Fernsehanlagen
Anwendungsmöglichkeiten der Fernsehanlagen

# TV-Überreichweitenempfang

Zu der Anfrage des Herrn Gerhard Lindner aus Radebeul in Ihrer Zeitschrift Nr. 7 (1962) — unbekanntes Testbild (Bild 5) — kann ich Ihnen mitteilen, daß es sich hierbei um ein ungarisches Testbild handelt, das im „Funkamateur" 6 (1960) auf der hinteren Umschlagseite auf einem Werkfoto abgebildet ist.

*Peter Fahr, Elsterwerda-Biehla*

*

Seit dem 15. 5. 1962 konnten im Fernsehband I wieder kräftige Überreichweiten mehrerer ausländischer Stationen beobachtet werden. Gleich am ersten Tage der diesjährigen Weitempfangsperiode erschienen innerhalb von 90 Minuten (12.45 ··· 14.15 Uhr) erstaunlicherweise fünf „Ausländer" gleichzeitig bzw. kurz nacheinander auf den Kanälen 2 ··· 4, so daß sie sich zeitweise gegenseitig störten und verdrängten. Sobald ein Sender Schwunderscheinungen zeigte, kam ein anderer an in der Reihenfolge:

Italien, Spanien, Sowjetunion, Ungarn und Rumänien.

Während Sender aus diesen Staaten schon in früheren Jahren empfangen werden konnten, gelang diesmal der Empfang des ungarischen Senders Budapest.

Das italienische Testbild hat im Gegensatz zu den Vorjahren ein großes „N" im inneren Kreis.

Im Kanal 2 konnten oft drei verschiedene sowjetische Programme ermittelt werden, wobei manchmal starke Überlagerungsstörungen zu verzeichnen waren.

Das sowjetische Testbild mit der Aufschrift „ТАБЛИЦА 0249" (Bild 1), das mitunter ausgezeichnet sauber auf dem Bildschirm erschien, wird vermutlich nur von einem bestimmten Sender ausgestrahlt, der in einer sehr günstigen Entfernung von hier aus stationiert sein dürfte.

Zu erwähnen wäre noch, daß die Sendungen aus der Sowjetunion (Bild 2) tagsüber manchmal mit so großen Feldstärken empfangen wurden, daß hierfür eine primitive Behelfsantenne im Zimmer völlig ausreichte. (Flachbandkabel wurde 2,40 m tief eingeschnitten und um eine entsprechend lange Holzleiste gespannt, um einen einfachen Faltdipol zu erhalten.)

Außer am 15. 5. wurde an folgenden Tagen weiterer Auslandsempfang ermöglicht:

| | |
|---|---|
| Sowjetunion: | am 17., 19., 20., 27., 29., 30., 31. Mai und 1., 2., 4. Juni |
| Italien: | am 17., 18., 22., 27., 29. Mai und 1., 2., 4. Juni |
| Spanien: | am 17., 19., 20., 22., 30. Mai und 1., 3. Juni |

*Lothar Scholz, Barnstädt*

*

Mit großer Interesse las ich in Ihrer Zeitschrift radio und fernsehen Nr. 7 (1962) über TV-Weitenempfangsbeobachtung. Seit 1961 beobachte ich mit einem Tesla-„Narcis", 53er Bild, verschiedene TV-Stationen. So empfange ich auf Kanal 2 im Band I Schweden (Bild 3), Italien, UdSSR, Spanien. Spanien und die SU-Station erscheinen auch im Kanal 4. Die Bild- und Toneinfälle sind gut und sehr gut. Teilweise unterliegen sie Schwankungen. Es kommt aber vor, daß ich eine ganze Sendung aus Moskau von Anfang bis Ende sehe. So auch Spanien und teilweise Schweden. Die TV-Stationen fallen manchmal so stark ein, daß sie unseren Sender Helpterberg stark stören, so daß ich dann Marlow sehe.

Ab 8. 5. 1962 registrierte ich, da mir vorher von derartigen Beobachtungen für radio und fernsehen nichts bekannt war.

| | | |
|---|---|---|
| 8. 5. 62 | 18.45 ··· 19.00 Uhr | Spanien Kanal 2 |
| 10. 5. 62 | 10.00 ··· 18.00 Uhr | Schweden Testbild, dann Sendung Kanal 2 |
| 16. 5. 62 | 18.45 ··· 19.15 Uhr | Spanien Kanal 2 |
| 20. 5. 62 | 11.00 ··· 16.00 Uhr | SU-Station, Kanal 2, 4 nur Ton |
| 22. 5. 62 | 18.00 ··· 19.00 Uhr | SU-Station Kanal 4 |
| 22. 5. 62 | 18.45 ··· 20.00 Uhr | Spanien Kanal 2 |
| 2. 6. 62 | 17.00 ··· 21.00 Uhr | Moskau Kanal 2 ohne Ton |
| 3. 6. 62 | 10.00 ··· 17.30 Uhr und 17.30 bis 21.30 Uhr | Spanien Kanal 2 und 4 |
| 4. 6. 62 | 10.00 ··· 11.00 Uhr | Schweden Kanal 2 |

Die Sendung am 3. 6. 62 war sehr gut, während die anderen Sendungen teilweise Schwankungen ausgesetzt waren.

*Günter Brünsch, Neubrandenburg*

*

In letzter Zeit machte uns der TV-Weitempfang schwer zu schaffen. In den Pfingsttagen war ich bei meinen Eltern in Woddow, Krs. Pasewalk. Der dort zu empfangende Sender Helpterberg wurde besonders am 11. Juni 1962 nachmittags so stark von dem rumänischen Sender Bucuresti gestört, daß entweder nur Moiré oder nur das Testbild vom Sender Bucuresti zu sehen war. Der Ton war nicht zu hören.

Am 12. Juni 1962 konnte ich auf Kanal 2 zuerst das Testbild von ТАБЛИЦА (Tallinn?), danach eine Sendung ähnlich unserer „Aktuellen Kamera" empfangen. Die Sendung schloß mit den Worten „Конец выпуска". Im Anschluß daran sah ich noch etwas über die Mechanisierung im Maschinenbau. Der Ton war ebenfalls nicht zu empfangen.

Weitempfang ist gut und schön, aber wenn sich die Sender gegenseitig stören, ist es weniger schön.

*Manfred Stange, Bln.-Lichtenberg*

*

Einen sehr interessanten Überreichweitenempfang konnte ich am Ostermontag, am 23. 4. 62, in Uebigau bei Falkenberg/Elster beobachten. Im Band III, Kanal 6 fiel Dänemark mit unwahrscheinlich hoher Energie ein (Bild 4).

Gegen 20.00 Uhr war das Testbild mit verhältnismäßig erstaunlicher Qualität zu empfangen. Das nachfolgende Abendprogramm

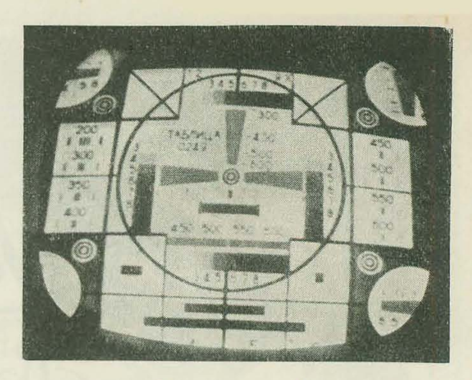


Bild 1: Sowjetunion (Tallinn)

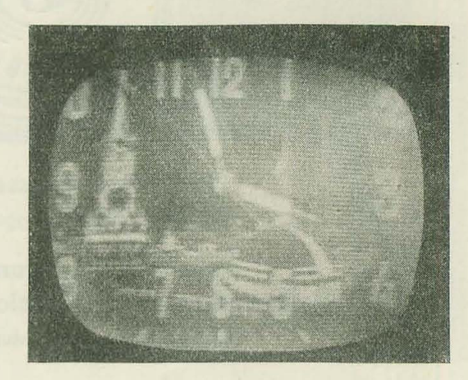


Bild 2: Sowjetunion (Moskau)



Bild 3: Schweden




Bild 4: Dänemark

des dänischen Fernsehens, das z. T. zufällig in deutscher Sprache gesendet wurde, konnte zeitweise in höchster Qualität ohne auch nur die geringste Spur von Grieß empfangen werden. Bild und Ton waren über das zweistündige Programm nahezu gleichbleibend, bis etwa um 22.00 Uhr ein jäher Zusammenbruch des Empfangs erfolgte.

Empfangen wurde mit einer 24-Elemente-Gruppenantenne.

*Wolfgang Hoyer, Dresden N 2*


Plast-Erzeugnisse
im Spritz- und Strangguß
Vakuumverformung,
Isolations- und Korrossionsschutz
nach Zeichnung oder Muster
POLYPLASTE
H. Rolf Spranger KG, Oederan / Sa.


MINIATUR-TASTENSCHALTER
FÜR DIE HF- UND NF-TECHNIK
• SECHSKONTAKTIGE TASTEN •
AUCH MIT LEUCHTTASTEN
GUSTAV NEUMANN KG
SPEZIALFABRIK FÜR SPULEN, TRANSFORMATOREN,
DRAHTWIDERSTÄNDE · CREUZBURG/WERRA THÜR